



IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

APPLICANT(S): Atsushi Kikuchi, et al. ATTY. DOCKET NO. 09792909-4863
SERIAL NO. 09/821,220 GROUP ART UNIT: 2121
DATE FILED: March 29, 2001 EXAMINER:
INVENTION: "SIGNAL PROCESSING DEVICE AND SIGNAL PROCESSING
METHOD"

SUBMISSION OF CERTIFIED COPY OF PRIORITY DOCUMENT

Assistant Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

RECEIVED

AUG 15 2001

S I R:

Technology Center 2100

Applicants herewith submit the certified copy of Japanese Application No. P2000-095310 filed March 29, 2000, and claims priority to the March 29, 2000, date.

The Commissioner is authorized to charge any fees which may be due or credit any overpayments to Deposit Account No. 19-3140. A duplicate copy of this sheet is enclosed for that purpose.

Respectfully submitted,

(Reg. No. 32,919)

David R. Metzger
SONNENSCHNATH & ROSENTHAL
P.O. Box #061080
Wacker Drive Station - Sears Tower
Chicago, Illinois 60606-1080
Telephone 312/876-8000
Customer #26263
Attorneys for Applicants

CERTIFICATE OF MAILING

I hereby certify that a true copy of the foregoing Submission of Certified Copies of Priority Documents was forwarded to the United States Patent Office via U.S. First Class mail on August 10, 2001.



日 本 国 特 許 庁
PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 3月29日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-095310

出 願 人

Applicant (s):

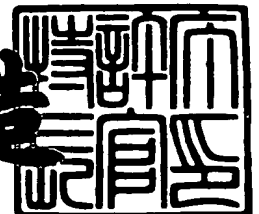
ソニー株式会社

RECEIVED
AUG 15 2001
Technology Center 2100

2001年 3月16日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3017817

【書類名】 特許願

【整理番号】 0000040312

【提出日】 平成12年 3月19日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 G06F 15/00

【発明者】

 【住所又は居所】 神奈川県横浜市保土ヶ谷区新井町 2 2 0 の 2 0

 【氏名】 菊池 敦

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社
内

 【氏名】 本間 弘幸

【発明者】

 【住所又は居所】 東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソニー株式会社
内

 【氏名】 筒井 京弥

【特許出願人】

 【識別番号】 000002185

 【氏名又は名称】 ソニー株式会社

 【代表者】 出井 伸之

【代理人】

 【識別番号】 100067736

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 小池 晃

【選任した代理人】

 【識別番号】 100086335

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 田村 榮一

【選任した代理人】

【識別番号】 100096677

【弁理士】

【氏名又は名称】 伊賀 誠司

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 019530

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9707387

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 信号処理装置及び方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 N 個のサンプルを $N / (2^m)$ 個に間引いた信号に順変換ウィンドウを乗算した後、線形順変換する信号処理装置において、

上記順変換ウィンドウが乗算された信号に所定の前処理を施す前処理手段と、

上記前処理手段の出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変換処理手段と、

上記変換処理手段の出力信号に所定の後処理を施す後処理手段とを有し、

上記変換処理手段への入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N / (2^{m+2})$ の複素信号である

ことを特徴とする信号処理装置。

【請求項 2】 上記順変換ウィンドウは、上記間引き前の N 個のサンプル分に相当する長さに対して、第 $(2^m)n + (2^{m-1}) - 1$ 番目のサンプルと第 $(2^m)n + (2^{m-1})$ 番目のサンプルの和を 2 で割って得られる $N / (2^m)$ 個のサンプル分に相当する長さのウィンドウであることを特徴とする請求項 1 記載の信号処理装置。

【請求項 3】 上記前処理手段は、上記順変換ウィンドウを乗算して得られた $N / (2^m)$ サンプルの信号に対して、第 0 番から第 $N / (2^{m+2}) - 1$ 番までの n (n は 0 から $N - 1$ までの整数) に対しては第 $n + 3N / (2^{m+2})$ 番目の信号の極性を反転させたものを n 番目の第 1 の中間信号とし、第 $N / (2^{m+2})$ 番から第 $N / (2^m) - 1$ 番までの n に対しては第 $n - N / (2^{m+2})$ 番目の信号を n 番目の第 1 の中間信号とし、得られた $N / (2^m)$ サンプルの第 1 の中間信号に対して、第 $2n$ 番目の第 1 の中間信号から第 $N / (2^m) - 1 - 2n$ 番の第 1 の中間信号を減じたものを第 n 番の第 2 の中間信号とし、得られた $N / (2^{m+1})$ サンプルの第 2 の中間信号に対して、第 $2n$ 番目の第 2 の中間信号を実部、第 $2n + 1$ 番目の第 2 の中間信号を虚部とした複素信号に $\exp(-2^{m+1}\pi j n / N)$ を乗じた複素信号を第 n 番目の出力信号としたものと同等の信号を出力することを特徴

とする請求項 1 記載の信号処理装置。

【請求項 4】 上記後処理手段は、

上記変換処理手段の出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 k (k は 0 から $N / 2 - 1$ の整数) 番目の複素信号に第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号の共役複素信号を加えたものを 2 で割ったものを第 k 番目の第 3 の中間信号とし、上記変換処理手段の出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 k 番目の複素信号から第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号の共役複素信号を減じたものを 2^j で割ったものに $\exp(-2^{(m+1)} \pi j (2k+1) / N)$ を乗じたものを第 k 番目の第 4 の中間信号とし、第 k 番目の第 3 の中間信号と第 k 番目の第 4 の中間信号を加えたものに $\exp(-(2^m) \pi j (2k+1) / (2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を出力の前半部分とし、

上記変換処理手段の出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号に第 k 番目の信号の共役複素信号を加えたものを 2 で割ったものを第 k 番目の第 5 の中間信号とし、上記 FFT 部の出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号に第 k 番目の信号の共役複素信号を減じたものを 2^j で割ったものに $\exp(2^{(m+1)} \pi j (2k+1) / N)$ を乗じたものを第 k 番目の第 6 の中間信号とし、第 k 番目の第 5 の中間信号と第 k 番目の第 6 の中間信号を加えたものに $-j \exp((2^m) \pi j (2k+1) / (2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を出力の後半部分とすることを特徴とする請求項 1 記載の信号処理装置。

【請求項 5】 $N / 2$ 個のサンプルのうち $N / (2^{(m+1)})$ 個に帯域制限された信号を線形逆変換し、上記線形逆変換された信号に逆変換ウィンドウを乗算して $N / (2^{(m+1)})$ 個の独立な信号を生成する信号処理装置において、

上記帯域制限された信号に所定の前処理を施す前処理手段と、

上記前処理手段の出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変換処理手段と、

上記変換処理手段の出力信号に所定の後処理を施す後処理手段とを有し、

上記変換処理手段への入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N / (2^{(m+2)})$ の複素信号である。

ことを特徴とする信号処理装置。

【請求項 6】 上記前処理手段は、上記帯域制限された $N/(2^{m+1})$ 個のサンプルに対して、0 から $N/(2^{m+2}) - 1$ までの k (k は 0 から $N/2 - 1$ の整数) の値に対しては第 $2k$ 番の信号を第 k 番の第 1 の中間信号とし、 $N/(2^{m+2})$ から $N/(2^{m+1}) - 1$ までの k の値に対しては第 $N/(2^m) - 1 - 2k$ 番の信号の極性を反転させたものを第 k 番の第 1 の中間信号として、得られた $N/(2^{m+1})$ サンプルの第 1 の中間信号に対して、第 $2k$ 番の第 1 の中間信号を実部、第 $2k + 1$ 番の第 1 の中間信号を虚部とした複素信号に $\exp(-2^{m+2} \pi j k / N)$ を乗じた複素信号を第 k 番目の出力信号としたものと同等の信号を出力することを特徴とする請求項 5 記載の信号処理装置。

【請求項 7】 上記後処理手段は、

上記変換処理手段の出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して、第 n 番目の複素信号に第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - n$ 番目の信号の共役複素信号を加えたものを 2 で割ったものを第 n 番目の第 2 の中間信号とし、上記変換処理手段の出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して、第 n 番目の複素信号から第 $N / (2^{(m+1)}) - 1 - n$ 番目の信号の共役複素数を減じたものを 2^j で割ったものに $\exp(-2^{(m+1)} \pi j (2n+1) / N)$ を乗じたものを第 n 番目の第 3 の中間信号とし、 n 番目の第 2 の中間信号と n 番目の第 3 の中間信号を加えたものに $\exp(-(2^{(m+1)}) \pi j (2n+1) / (2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を第 4 の中間信号の前半部分とし、

上記変換処理手段の出力である $N/(2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して、第 $N/(2^{(m+2)}) - 1 - n$ 番目の信号に第 n 番目の信号の共役複素信号を加えたものを2で割ったものを第 k 番目の第5の中間信号とし、上記FFT部の出力である $N/(2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して、第 $N/(2^{(m+2)}) - 1 - k$

$(m+2) - 1 - k$ 番目の信号に第 k 番目の信号の共役複素信号を減じたものを 2^j で割ったものに $\exp(-2^{(m+1)} \pi j (2n+1)/N)$ を乗じたものを第 k 番目の第 6 の中間信号とし、 k 番目の第 5 の中間信号と k 番目の第 6 の中間信号を加えたものに $-j \exp((2^m) \pi j (2n+1)/(2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を第 4 の中間信号の後半部分とし、

0 から $N/(2^{(m+2)} - 1)$ までの n (n は 0 から $N-1$ の整数) の値に対しては第 $n + N/(2^{(m+2)})$ 番の第 4 の中間信号、 $N/(2^{(m+2)})$ から $3N/(2^{(m+2)} - 1)$ までの n 値に対しては第 $3N/(2^{(m+2)} - 1 - n)$ 番の第 4 の中間信号の逆対極をとったもの、 $3N/(2^{(m+2)} - 1)$ から $N/(2^m) - 1$ までの n に対しては第 $n - 3N/(2^{(m+2)})$ 番の第 4 の中間信号の逆対極をとったものと同等の信号を出力することを特徴とする請求項 5 記載の信号処理装置。

【請求項 8】 上記逆変換ウィンドウは、上記帯域制限されていない N 個のサンプル分に相当する長さに対して、第 $(2^m)n + (2^{(m-1)} - 1)$ 番目のサンプルと第 $(2^m)n + (2^{(m-1)})$ 番目のサンプルの和を 2 で割って得られる $N/(2^m)$ 個のサンプル分に相当する長さのウィンドウであることを特徴とする請求項 5 記載の信号処理装置。

【請求項 9】 時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化により得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換する第 1 の変換手段と、

上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換手段とを備え、

上記第 1 の符号列の信号帯域よりも上記第 2 の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 1 の変換手段は、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理装置。

【請求項 1 0】 時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第 1 の変換手段と、

上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換手段とを備え、

上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第 1 の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第 2 の符号列に含まれる上記特定の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 1 の変換手段は、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理装置。

【請求項 1 1】 上記第 1 の符号列は、時系列信号がオクタブ状に帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換手段は、上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号を等帯域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 1 0 記載の信号処理装置。

【請求項 1 2】 上記第 1 の符号列は、時系列信号が等帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換手段は、上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号をオクタブ状に帯域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 1 0 記載の信号処理装置。

【請求項 1 3】 時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化によ

り得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換する第 1 の変換手段と、

上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換手段とを備え、

上記第 1 の符号列の信号帯域よりも上記第 2 の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 2 の変換手段は、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理装置。

【請求項 1 4】 時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第 1 の変換手段と、

上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換手段とを備え、

上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第 1 の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第 2 の符号列に含まれる上記特定の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 2 の変換手段は、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理装置。

【請求項 1 5】 上記第 1 の符号列は、時系列信号がオクターブ状に帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換手段は、上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号を等帯

域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 1 4 記載の信号処理装置。

【請求項 1 6】 上記第 1 の符号列は、時系列信号が等帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換手段は、上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号をオクターブ状に帯域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 1 4 記載の信号処理装置。

【請求項 1 7】 N 個のサンプルを $N / (2^m)$ 個に間引いた信号に順変換ウィンドウを乗算した後、線形順変換する信号処理方法において、

上記順変換ウィンドウが乗算された信号に所定の前処理を施す前処理ステップと、

上記前処理ステップの出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変換処理ステップと、

上記変換処理ステップの出力信号に所定の後処理を施す後処理ステップとを有し、

上記変換処理ステップへの入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N / (2^{m+2})$ の複素信号である

ことを特徴とする信号処理方法。

【請求項 1 8】 上記順変換ウィンドウは、上記間引き前の N 個のサンプル分に相当する長さに対して、第 $(2^m)n + (2^{m-1}) - 1$ 番目のサンプルと第 $(2^m)n + (2^{m-1})$ 番目のサンプルの和を 2 で割って得られる $N / (2^m)$ 個のサンプル分に相当する長さのウィンドウであることを特徴とする請求項 1 7 記載の信号処理方法。

【請求項 1 9】 上記前処理ステップは、上記順変換ウィンドウを乗算して得られた $N / (2^m)$ サンプルの信号に対して、第 0 番から第 $N / (2^{m+2}) - 1$ 番までの n (n は 0 から $N - 1$ までの整数) に対しては第 $n + 3N / (2^{m+2})$ 番目の信号の極性を反転させたものを n 番目の第 1 の中間信号とし、第 $N / (2^{m+2})$ 番から第 $N / (2^m) - 1$ 番までの n に対しては第 $n - N / (2^{m+2})$ 番目の信号を n 番目の第 1 の中間信号とし

、得られた $N / (2^m)$ サンプルの第 1 の中間信号に対して、第 $2n$ 番目の第 1 の中間信号から第 $N / (2^m) - 1 - 2n$ 番の第 1 の中間信号を減じたものを第 n 番の第 2 の中間信号とし、得られた $N / (2^{(m+1)})$ サンプルの第 2 の中間信号に対して、第 $2n$ 番目の第 2 の中間信号を実部、第 $2n+1$ 番目の第 2 の中間信号を虚部とした複素信号に $\exp(-2^{(m+1)} \pi j n / N)$ を乗じた複素信号を第 n 番目の出力信号としたものと同等の信号を出力することを特徴とする請求項 17 記載の信号処理方法。

【請求項 19】 上記後処理ステップでは、

上記変換処理ステップの出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 k 番目の複素信号に第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号の共役複素信号を加えたものを 2 で割ったものを第 k 番目の第 3 の中間信号とし、上記変換処理ステップの出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 k 番目の複素信号から第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号の共役複素信号を減じたものを $2j$ で割ったものに $\exp(-2^{(m+1)} \pi j (2k+1) / N)$ を乗じたものを第 k 番目の第 4 の中間信号とし、第 k 番目の第 3 の中間信号と第 k 番目の第 4 の中間信号を加えたものに $\exp(-(2^m) \pi j (2k+1) / (2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を出力の前半部分とし、

上記変換処理ステップの出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号に第 k 番目の信号の共役複素信号を加えたものを 2 で割ったものを第 k 番目の第 5 の中間信号とし、上記 FFT 部の出力である $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素信号に対して第 $N / (2^{(m+2)}) - 1 - k$ 番目の信号に第 k 番目の信号の共役複素信号を減じたものを $2j$ で割ったものに $\exp(2^{(m+1)} \pi j (2k+1) / N)$ を乗じたものを第 k 番目の第 6 の中間信号とし、第 k 番目の第 5 の中間信号と第 k 番目の第 6 の中間信号を加えたものに $-j \exp((2^m) \pi j (2k+1) / (2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を出力の後半部分とすることを特徴とする請求項 17 記載の信号処理方法。

【請求項 2 0】 $N/2$ 個のサンプルのうち $N/(2^{m+1})$ 個に帯域制限された信号を線形逆変換し、上記線形逆変換された信号に逆変換ウィンドウを乗算して $N/(2^{m+1})$ 個の独立な信号を生成する信号処理方法において、

上記帯域制限された信号に所定の前処理を施す前処理ステップと、

上記前処理ステップの出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変換処理ステップと、

上記変換処理ステップの出力信号に所定の後処理を施す後処理ステップとを有し、

上記変換処理ステップへの入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N/(2^{m+2})$ の複素信号である

ことを特徴とする信号処理方法。

【請求項 2 1】 上記前処理ステップでは、上記帯域制限された $N/(2^{m+1})$ 個のサンプルに対して、0 から $N/(2^{m+2}) - 1$ までの k (k は 0 から $N/2 - 1$ の整数) の値に対しては第 $2k$ 番の信号を第 k 番の第 1 の中間信号とし、 $N/(2^{m+2})$ から $N/(2^{m+1}) - 1$ までの k の値に対しては第 $N/(2^m) - 1 - 2k$ 番の信号の極性を反転させたものを第 k 番の第 1 の中間信号として、得られた $N/(2^{m+1})$ サンプルの第 1 の中間信号に対して、第 $2k$ 番の第 1 の中間信号を実部、第 $2k+1$ 番の第 1 の中間信号を虚部とした複素信号に $\exp(-2^{m+2}\pi j k/N)$ を乗じた複素信号を第 k 番目の出力信号としたものと同等の信号を出力することを特徴とする請求項 2 0 記載の信号処理方法。

【請求項 2 2】 上記後処理ステップでは、

上記変換処理ステップの出力である $N/(2^{m+2})$ 個の複素信号に対して、第 n 番目の複素信号に第 $N/(2^{m+2}) - 1 - n$ 番目の信号の共役複素信号を加えたものを 2 で割ったものを第 n 番目の第 2 の中間信号とし、上記変換処理ステップの出力である $N/(2^{m+2})$ 個の複素信号に対して、第 n 番目の複素信号から第 $N/(2^{m+1}) - 1 - n$ 番目の信号の共役複素数を減じたものを $2j$ で割ったものに $\exp(-2^{m+1}\pi j (2n$

$+1)/N$ を乗じたものを第 n 番目の第 3 の中間信号とし、 n 番目の第 2 の中間信号と n 番目の第 3 の中間信号を加えたものに $\exp(- (2^{m+1}) \pi j (2n+1) / (2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を第 4 の中間信号の前半部分とし、

上記変換処理ステップの出力である $N / (2^{m+2})$ 個の複素信号に対して、第 $N / (2^{m+2}) - 1 - n$ 番目の信号に第 n 番目の信号の共役複素信号を加えたものを 2 で割ったものを第 k 番目の第 5 の中間信号とし、上記 FFT 部の出力である $N / (2^{m+2})$ 個の複素信号に対して、第 $N / (2^{m+2}) - 1 - k$ 番目の信号に第 k 番目の信号の共役複素信号を減じたものを $2j$ で割ったものに $\exp(- 2^{m+1} \pi j (2n+1) / N)$ を乗じたものを第 k 番目の第 6 の中間信号とし、 k 番目の第 5 の中間信号と k 番目の第 6 の中間信号を加えたものに $-j \exp((2^m) \pi j (2n+1) / (2N))$ を乗じたものの実数部をとったものと同等の信号を第 4 の中間信号の後半部分とし、

0 から $N / (2^{m+2}) - 1$ までの n (n は 0 から $N - 1$ の整数) の値に対しては第 $n + N / (2^{m+2})$ 番の第 4 の中間信号、 $N / (2^{m+2})$ から $3N / (2^{m+2}) - 1$ までの n 値に対しては第 $3N / (2^{m+2}) - 1 - n$ 番の第 4 の中間信号の逆対極をとったもの、 $3N / (2^{m+2})$ から $N / (2^m) - 1$ までの n に対しては第 $n - 3N / (2^{m+2})$ 番の第 4 の中間信号の逆対極をとったものと同等の信号を出力することを特徴とする請求項 20 記載の信号処理方法。

【請求項 23】 上記逆変換ウィンドウは、上記帯域制限されていない N 個のサンプル分に相当する長さに対して、第 $(2^m)n + (2^{m-1}) - 1$ 番目のサンプルと第 $(2^m)n + (2^{m-1})$ 番目のサンプルの和を 2 で割って得られる $N / (2^m)$ 個のサンプル分に相当する長さのウィンドウであることを特徴とする請求項 20 記載の信号処理方法。

【請求項 24】 時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化により得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信

号に変換する第 1 の変換ステップと、

上記第 1 の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換ステップとを有し、

上記第 1 の符号列の信号帯域よりも上記第 2 の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 1 の変換ステップでは、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理方法。

【請求項 2 5】 時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第 1 の変換ステップと、

上記第 1 の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換ステップとを有し、

上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第 1 の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第 2 の符号列に含まれる上記特定の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 1 の変換ステップでは、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理方法。

【請求項 2 6】 上記第 1 の符号列は、時系列信号がオクタブ状に帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換ステップでは、上記第 1 の変換ステップにより得られた時系列信号を等帯域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 2 5 記載の信号処

理方法。

【請求項 2 7】 上記第 1 の符号列は、時系列信号が等帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換ステップでは、上記第 1 の変換ステップにより得られた時系列信号をオクターブ状に帯域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 2 5 記載の信号処理方法。

【請求項 2 8】 時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化により得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換する第 1 の変換ステップと、

上記第 1 の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換ステップとを有し、

上記第 1 の符号列の信号帯域よりも上記第 2 の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 2 の変換ステップでは、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理方法。

【請求項 2 9】 時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第 1 の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第 1 の変換ステップと、

上記第 1 の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第 2 の符号列に変換する第 2 の変換ステップとを有し、

上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第 1 の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第 2 の符号列に含まれる上記特定の信

号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第 2 の変換ステップでは、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行う

ことを特徴とする信号処理方法。

【請求項 3 0】 上記第 1 の符号列は、時系列信号がオクタブ状に帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換ステップでは、上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号を等帯域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 2 9 記載の信号処理方法。

【請求項 3 1】 上記第 1 の符号列は、時系列信号が等帯域分割され、各帯域の信号が上記改良離散コサインによりスペクトル信号に変換されて符号化されたものであり、

上記第 2 の変換ステップは、上記第 1 の変換手段から出力された時系列信号をオクタブ状に帯域分割した後に符号化することを特徴とする請求項 2 9 記載の信号処理方法。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば音声やオーディオ、画像等の各種デジタル信号の線形変換を高速計算するためのいわゆる改良離散コサイン変換 (Modified DCT) の順変換計算、その逆変換計算、又は、異なる符号化方式の符号列変換などを高速に行う、信号処理装置及び方法に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

オーディオ信号等の時系列サンプルデータからなる信号を高能率ビット圧縮して符号化する高能率符号化の一種として、いわゆる直交変換を用いた変換符号化が知られている。この変換符号化とは、入力信号をブロック単位に直交変換して

符号化するものであり、離散コサイン変換（DCT）がその代表的な直交変換である。この変換符号化では、ブロック間の不連続な繋ぎ目がノイズとして知覚されるようなブロック歪みが問題となっており、これを軽減させるために、ブロックの端部を隣接のブロックとオーバーラップさせることが一般に行われている。

【 0 0 0 3 】

ここで、いわゆるMDCT（modified DCTあるいは改良DCT）は、任意のブロックについてその両端のブロックとそれぞれ半分（半ブロック）ずつオーバーラップを持たせながら、オーバーラップ部分のサンプルについての二重伝送がされないものであるため、高能率符号化に最適である。

【 0 0 0 4 】

このようなMDCT及びその逆変換であるIMDCTについては、例えば、望月、矢野、西谷による「複数ブロックサイズ混在MDCTのフィルタ制約条件」（信学技報、CAS90-10、DSP90-14、pp.55-60）、或いは、羽豆、杉山、岩垂、西谷による「MDCTを用いた適応ブロック長適応変換符号化（ATC-ABS）」（1999年電子情報通信学会春季全国大会講演論文集、A-197）等の開示されているが、以下、図19を参照しながら簡単に説明する。

【 0 0 0 5 】

この図19について、入力時系列サンプルデータの任意のブロック、例えば第Jブロックは、第（J-1）ブロックと第（J+1）ブロックにそれぞれ半分（50%）ずつのオーバーラップを持っている。この第Jブロックのサンプル数をN（Nは自然数）とすると、第（J-1）ブロックとの間にはN/2サンプルのオーバーラップが設けられている。

【 0 0 0 6 】

これらの各ブロック、例えば任意の第Jブロックの入力時系列サンプル101は、前処理フィルタ或いは順変換用ウィンドウWhがかけられ、これによりN個の時系列データ102となされる。この前処理フィルタ或いは順変換用ウィンドウWhの特性は、入力信号の統計的性質に合わせて、変換データの電力集中度が最も高くなるようなものが選ばれる。

【 0 0 0 7 】

次に、このNサンプルの時系列データ102は、MDCTの線形順変換処理が施され、これにより、周波数軸上に、入力サンプル数の半分の $N/2$ 個の独立なスペクトルデータ103となされる。

【 0 0 0 8 】

次に、この $N/2$ 個のスペクトルデータ103は、IMDCTの線形逆変換の処理が施され、これによりN個の時系列データ104となされる。

【 0 0 0 9 】

この時系列データ104は、合成フィルタ或いは逆変換用ウィンドウ W_h がかけられて時系列データ105となされ、その後、前後のブロックの出力結果と足し合わせて、元の入力時系列サンプルデータ105が復元される。

【 0 0 1 0 】

上記MDCT、IMDCTを具体的に演算するに際して、例えば、本件出願人による特開平5-183442号公報には、MDCTをNサンプルの入力信号に対して行う際に、前処理と後処理を施すことにより $N/4$ サンプルの大きさでFFT（高速フーリエ変換）の演算を実行し、 $N/2$ 個のスペクトルの出力を得る方法と、IMDCTを $N/2$ 個のスペクトルの入力信号に対して行う際に、前処理と後処理を施すことにより $N/4$ 個のスペクトルに対応する大きさ（タップ長）でFFTの演算を実行し、Nサンプルの出力信号を得る方法とが開示されている。

【 0 0 1 1 】

以下、この特開平5-183442号公報に開示されている計算方法について述べる。

【 0 0 1 2 】

MDCTの定義式は、式（1）で与えられる。

【 0 0 1 3 】

【数 1】

$$y_0(k) = C_0 \sum_{n=0}^{N-1} x_0(n) h(n) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2n+N/2+1)}{2N} \right), \text{ for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (1)$$

【 0 0 1 4 】

但し、この式(1)において、 x_0 はMDCT入力信号、 N はブロック長、 h は順変換用ウィンドウ関数、 y_0 はMDCT出力信号、 C_0 は定数であり、 n は0から $N-1$ までの整数、 k は0から $N/2-1$ までの整数である。また、MDCTの処理は、切り出された時系列データに関してブロック毎に独立に行われるので、ブロック番号 J は省略している。なお、 C_0 の値に関してはMDCTの計算方法には本質的な影響を与えないので、ここでは便宜上、 $C_0=1$ として話を進める。

【 0 0 1 5 】

この計算を行うために、先ず、 x_0 に順変換用のウィンドウを掛けて次式(2)のように x_{01} を求める。

【 0 0 1 6 】

【数 2】

$$x_{01}(n) = x_0(n) h(n), \quad \text{for } 0 \leq n \leq N-1 \quad (2)$$

【 0 0 1 7 】

この式(2)により求められた x_{01} から、次式(3)にしたがって x_{02} を求め

る。

【0018】

【数3】

$$x_{02}(n) = \begin{cases} -x_{01}\left(n + \frac{3N}{4}\right), & \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1 \\ x_{01}\left(n - \frac{N}{4}\right), & \text{for } \frac{N}{4} \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (3)$$

【0019】

さらに、次式(4)にしたがって x_{03} を計算する。

【0020】

【数4】

$$x_{03}(n) = x_{02}(2n) - x_{02}(N - 1 - 2n), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (4)$$

【0021】

次に、 x_{03} から次式(5)にしたがって複素信号列 z_{01} を作り出す。

【0022】

【数5】

$$z_{01}(n) = \left(x_{03}(2n) + jx_{03}(2n+1) \right) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{(N/2)}\right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (5)$$

【 0 0 2 3 】

これに、 $N/4$ の長さの F F T を施し、次式 (6) の複素信号列 z_{02} を作り出す。

【 0 0 2 4 】

【数 6】

$$z_{02}(k) = \sum_{n=0}^{N/4-1} z_{01}(n) \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{(N/4)}\right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (6)$$

【 0 0 2 5 】

こうしてできた z_{02} から、次の 4 つの式 (7) 乃至式 (10) により、それぞれ複素信号列 z_{03} 、 z_{04} 、 z_{05} 、 z_{06} を作り出す。

【 0 0 2 6 】

【数 7】

$$z_{03}(k) = \frac{1}{2} \left(z_{02}(k) + z_{02}^*\left(\frac{N}{4} - 1 - k\right) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (7)$$

【 0 0 2 7 】

【数 8】

$$z_{04}(k) = \frac{1}{2j} \exp\left(-j \frac{2\pi(2k+1)}{N}\right) \left(z_{02}(k) - z_{02}^*\left(\frac{N}{4} - 1 - k\right) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (8)$$

【 0 0 2 8 】

【数 9】

$$z_{05}(k) = \frac{1}{2} \left(z_{02}\left(\frac{N}{4} - 1 - k\right) + z_{02}^*(k) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (9)$$

【 0 0 2 9 】

【数 1 0】

$$z_{06}(k) = \frac{1}{2j} \exp\left(j \frac{2\pi(2k+1)}{N}\right) \left(z_{02}\left(\frac{N}{4} - 1 - k\right) - z_{02}^*(k) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (10)$$

【 0 0 3 0 】

さらにこれら複素信号列 z_{03} 、 z_{04} 、 z_{05} 、 z_{06} から次式 (11) にしたがって 0 から $N/2 - 1$ までの k の範囲の $y_{01}(k)$ を求める。

【 0 0 3 1 】

【数 1 1】

$$\begin{aligned}
 y_{\alpha}(k) &= \operatorname{Re} \left(\exp \left(-j \frac{2\pi(2k+1)}{4N} \right) (z_{\alpha s}(k) + z_{\alpha c}(k)) \right) \\
 y_{\alpha}(N/2-1-k) &= \operatorname{Re} \left(-j \exp \left(j \frac{2\pi(2k+1)}{4N} \right) (z_{\alpha s}(k) + z_{\alpha c}(k)) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4}-1
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

【 0 0 3 2 】

これは、上記の特開平 5 - 1 8 3 4 4 2 号公報において証明されているように、式 (1) で定義された y_0 に一致する。

【 0 0 3 3 】

一方、IMDCT の定義式は、次式 (1 2) で与えられる。

【 0 0 3 4 】

【数 1 2】

$$x_1(n) = C_1 f(n) \sum_{k=0}^{N/2-1} y_1(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2n+N/2+1)}{2N} \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq N-1
 \tag{12}$$

【 0 0 3 5 】

但し、この式 (1 2) において、 y_1 は IMDCT 入力信号、 N はブロック長、 f は逆変換用ウィンドウ関数、 x_1 は IMDCT 出力信号、 C_1 は定数であり、 n は 0 から $N-1$ までの整数、 k は 0 から $N/2-1$ までの整数である。また、IMDCT の処理は切り出された時系列データに関してブロック毎に独立に行われるので、ブロック番号は省略してある。なお、 C_1 の値に関しては、IMDCT の計算方法には本質的な影響を与えないので、ここでは便宜上、 $C_1 = 1$ として話を進める。

【 0 0 3 6 】

この計算を行うために、先ず、 y_1 を次式(13)にしたがって並び換え、 y_{11} を作る。

【 0 0 3 7 】

【数 1 3】

$$y_{11}(k) = \begin{cases} y_1(2k), & \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \\ -y_1(N-1-2k), & \text{for } \frac{N}{4} \leq k \leq \frac{N}{2} - 1 \end{cases} \quad (13)$$

【 0 0 3 8 】

そして、 y_{11} から次式(14)にしたがって、 $N/4$ の長さの複素信号列 z_{11} を作り出す。

【 0 0 3 9 】

【数 1 4】

$$z_{11}(k) = \left(y_{11}(2k) + jy_{11}(2k+1) \right) \exp \left(-j \frac{2\pi k}{(N/2)} \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{4} - 1 \quad (14)$$

【 0 0 4 0 】

これに $N/4$ の長さのFFTを施し、次式(15)により複素信号列 z_{12} を作り出す。

【 0 0 4 1 】

【数 1 5】

$$z_{12}(n) = \sum_{k=0}^{N/4-1} z_{11}(k) \exp \left(-j \frac{2\pi nk}{(N/4)} \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1$$

(15)

【 0 0 4 2 】

こうしてできた複素信号列 z_{12} を使い、次の 4 つの式 (16) 乃至式 (19) により、それぞれ複素信号列 z_{13} 、 z_{14} 、 z_{15} 、 z_{16} を作り出す。

【 0 0 4 3 】

【数 1 6】

$$z_{13}(n) = \frac{1}{2} \left(z_{12}(n) + z_{12}^* \left(\frac{N}{4} - 1 - n \right) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1$$

(16)

【 0 0 4 4 】

【数 1 7】

$$z_{14}(n) = \frac{1}{2j} \exp \left(-j \frac{2\pi (2n+1)}{N} \right) \left(z_{12}(n) - z_{12}^* \left(\frac{N}{4} - 1 - n \right) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1$$

(17)

【0045】

【数18】

$$z_{15}(n) = \frac{1}{2} \left(z_{12} \left(\frac{N}{4} - 1 - n \right) + z_{12}^*(n) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1$$

(18)

【0046】

【数19】

$$z_{16}(n) = \frac{1}{2j} \exp \left(j \frac{2\pi(2n+1)}{N} \right) \left(z_{12} \left(\frac{N}{4} - 1 - n \right) - z_{12}^*(n) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1$$

$$x_{11}(n) = \text{Re} \left(\exp \left(-j \frac{2\pi(2n+1)}{N} \right) (z_{13}(n) + z_{14}(n)) \right)$$

(19)

【0047】

さらに、これら複素信号列 z_{13} 、 z_{14} 、 z_{15} 、 z_{16} を使い、次式(20)にしたがって0から $N/2 - 1$ までの k の範囲の $x_{11}(n)$ が得られる。

【0048】

【数20】

$$x_{11}(N/2 - 1 - n) = \text{Re} \left(-j \exp \left(j \frac{2\pi(2n+1)}{N} \right) (z_{15}(n) + z_{16}(n)) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1$$

(20)

【0049】

この x_{11} に対し、次式(21)のように、極性を変更しながら並び換え、逆変

換ウィンドウを掛けると x_{12} が得られる。

【 0 0 5 0 】

【数 2 1】

$$x_{12}(n) = \begin{cases} f(n)x_{11}\left(n + \frac{N}{4}\right), & \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{4} - 1 \\ -f(n)x_{11}\left(\frac{3N}{4} - 1 - n\right), & \text{for } \frac{N}{4} \leq n \leq \frac{3N}{4} - 1 \\ -f(n)x_{11}\left(n - \frac{3N}{4}\right), & \text{for } \frac{3N}{4} \leq n \leq N - 1 \end{cases} \quad (21)$$

【 0 0 5 1 】

これは、上記の特開平 5 - 1 8 3 4 4 2 号公報において証明されているように式 (1 2) で定義された x_1 に一致する。

【 0 0 5 2 】

上述のように、入力信号の N サンプルに対して MDCT の順変換計算を行うための線形順変換は、長さ $N/4$ の複素信号を FFT 処理する計算により実現でき、したがって計算量や計算のためのワークエリアを低減することができる。また、 $N/2$ 個の独立なスペクトル入力信号に対して MDCT の逆変換計算を行うための線形逆変換は、長さ $N/4$ の複素信号を FFT 処理する計算により実現でき、したがって計算量や計算のためのワークエリアを低減することができる。

【 0 0 5 3 】

【発明が解決しようとする課題】

ところで、上記 MDCT、IMDCT を用いた高能率符号化、復号化を実行する装置において、例えば処理能力が低い装置では、復号時に必要な周波数帯域を制限することで、演算量を軽減させたい場合がある。

【 0 0 5 4 】

図 2 0 は、このような周波数帯域が制限された場合の MDCT、IMDCT の様子を示している。

【 0 0 5 5 】

図 2 0 の (A) に示すように、 N 個のサンプルからなるブロックのうち、図中

T bで示すサンプルを間引いた残りのT aで示すサンプルに対し、MDC Tを行
うと、図中S a及びS bで示すN／2個のスペクトルが得られる。さらに、これ
らスペクトルのうち、図中S aで示す下位N／4個のスペクトルを用いて、IM
DCTを行えばサンプリング周期が倍のN／2サンプルの時系列信号が得られる
。すなわちこのときのFFTの演算量は周波数帯域を制限しない場合の方法と比
べ半分になる。

【0056】

同様な例として、図20の(B)に示すように、下位N／8個のスペクトルを
用いてIMDCTを行えばサンプリング周期が4倍のN／4サンプルの時系列信
号が得られる。このときのFFTの演算量は周波数帯域を制限しない場合の方法
と比べ1／4になる。

【0057】

ここで、次式(22)のようにN個の信号をN／(2^m)個に間引き、ウィ
ンドウを掛けたものをX₀₁とする。

【0058】

【数22】

$$X_{01}(n) = h\left(2^m_n\right) x_0\left(2^m_n\right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1$$

(22)

【0059】

そのときのMDC Tの式は、次式(23)で与えられる。

【 0 0 6 0 】

【数 2 3】

$$Y_{01}(k) = \sum_{n=0}^{N/2^m-1} X_{01}(n) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + N/2 + 1)}{2N} \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1$$

(23)

【 0 0 6 1 】

次に、上記の特開平 5 - 1 8 3 4 4 2 号公報のように、次式 (2 4) を用いて X_{01} を並べ換え X_{02} を作り出す。

【 0 0 6 2 】

【数 2 4】

$$X_{02}(n) = \begin{cases} -X_{01}\left(n + \frac{3N}{2^{m+2}}\right), & \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1 \\ X_{01}\left(n - \frac{N}{2^{m+2}}\right), & \text{for } \frac{N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1 \end{cases}$$

(24)

【 0 0 6 3 】

この X_{02} を用いて、特開平 5 - 1 8 3 4 4 2 号公報と同様に式を展開すると、次式 (2 5) のようになる。

【0064】

【数25】

$$\begin{aligned}
 Y_{01}(k) &= \sum_{n=0}^{N/2^m-1} X_{02}(n) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n+1)}{2N}\right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_u(2n) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+2}n+1)}{2N}\right) \\
 &\quad + \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{02}(2n+1) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}(2n+1)+1)}{2N}\right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{02}(2n) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+2}n+1)}{2N}\right) \\
 &\quad - \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{02}\left(\frac{N}{2^m}-2n-1\right) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(-2^{m+2}n-2^{m+1}+1)}{2N}\right) \\
 &= \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} \left(X_{02}(2n) \exp\left(-j \frac{\pi(2k+1)}{2N}\right) \right) \right. \\
 &\quad \left. - X_{02}\left(\frac{N}{2^m}-2n-1\right) \exp\left(-j \frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}-1)}{2N}\right) \exp\left(-j \frac{\pi(2k+1)n}{N/2^{m+1}}\right) \right\}, \\
 &\quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+1}}-1
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

【0065】

ここで、 Z_{01} を次式(26)のようにおくと、当該 Z_{01} を用いて式(27)のように表すことができる。

【 0 0 6 6 】

【数 2 6】

$$Z_{01}(n) = X_{\omega}(2n) \exp \left(-j \frac{\pi(2k+1)}{2N} \right) - X_{\omega} \left(N/2^m - 1 - 2n \right) \exp \left(-j \frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}-1)}{2N} \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1$$

(26)

【 0 0 6 7 】

【数 2 7】

$$Z_{\omega}(n) = \operatorname{Re} \left(\sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} Z_{01}(n) \exp \left(-j \frac{\pi(2k+1)n}{(N/2^m)} \right) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1$$

(27)

【 0 0 6 8 】

しかしこの場合、特開平 5 - 1 8 3 4 4 2 号公報の場合とは異なり、 Z_{01} は複素数であるので、 n に関して偶数と奇数の和及び差がそれぞれ複素共役となるような関係にならず、その結果として $N / (2^{m+2})$ のサイズの FFT 計算は行えないことになる。すなわち、乗算回数や加算回数等の演算量は、帯域を制限しない場合と同じになってしまう。

【 0 0 6 9 】

そこで、本発明はこのような状況に鑑みてなされたものであり、例えば音声やオーディオ、画像等の各種デジタル信号の線形変換を高速計算するための MDCT の順変換計算、その逆変換計算、又は、異なる符号化方式の符号列変換などを行う場合において、帯域が制限された場合の MDCT 及びその逆変換としての IMDCT の演算を、帯域が制限されない場合に比べてタップ長の短い FFT を用いた計算により行うことで、乗算回数、加算回数等の演算量を削減し、ワーク

エリアを少なく、且つ、演算のより高速化を実現する、信号処理装置及び方法を提供することを目的とする。

【0070】

【課題を解決するための手段】

本発明の信号処理装置は、 N 個のサンプルを $N / (2^m)$ 個に間引いた信号に順変換ウィンドウを乗算した後、線形順変換する信号処理装置であり、上記順変換ウィンドウが乗算された信号に所定の前処理を施す前処理手段と、上記前処理手段の出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変換処理手段と、上記変換処理手段の出力信号に所定の後処理を施す後処理手段とを有し、上記変換処理手段への入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N / (2^{(m+2)})$ の複素信号であることにより、上述した課題を解決する。

【0071】

また、本発明の信号処理装置は、 $N / 2$ 個のサンプルのうち $N / (2^{(m+1)})$ 個に帯域制限された信号を線形逆変換し、上記線形逆変換された信号に逆変換ウィンドウを乗算して $N / (2^{(m+1)})$ 個の独立な信号を生成する信号処理装置であり、上記帯域制限された信号に所定の前処理を施す前処理手段と、上記前処理手段の出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変換処理手段と、上記変換処理手段の出力信号に所定の後処理を施す後処理手段とを有し、上記変換処理手段への入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N / (2^{(m+2)})$ の複素信号であることにより、上述した課題を解決する。

【0072】

また、本発明の信号処理装置は、時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換する第1の変換手段と、上記第1の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換手段とを備え、上記第1の符号列の信号帯域よりも上記第2の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第1の変換手段は、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理

時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【 0 0 7 3 】

また、本発明の信号処理装置は、時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第1の変換手段と、上記第1の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換手段とを備え、上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第1の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第2の符号列に含まれる上記特定の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第1の変換手段は、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【 0 0 7 4 】

また、本発明の信号処理装置は、時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換する第1の変換手段と、上記第1の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換手段とを備え、上記第1の符号列の信号帯域よりも上記第2の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第2の変換手段は、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【 0 0 7 5 】

また、本発明の信号処理装置は、時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第1の変換手段と、上記第1の変換手段から出力された時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換手段とを備え、上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第1の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第2の符号列に含まれる上記特定の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第2の変換手段は、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【 0 0 7 6 】

次に、本発明の信号処理方法は、 N 個のサンプルを $N / (2^m)$ 個に間引いた信号に順変換ウィンドウを乗算した後、線形順変換する信号処理方法であり、上記順変換ウィンドウが乗算された信号に所定の前処理を施す前処理ステップと、上記前処理ステップの出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変換処理ステップと、上記変換処理ステップの出力信号に所定の後処理を施す後処理ステップとを有し、上記変換処理ステップへの入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N / (2^{(m+2)})$ の複素信号であることにより、上述した課題を解決する。

【 0 0 7 7 】

また、本発明の信号処理方法は、 $N / 2$ 個のサンプルのうち $N / (2^{(m+1)})$ 個に帯域制限された信号を線形逆変換し、上記線形逆変換された信号に逆変換ウィンドウを乗算して $N / (2^{(m+1)})$ 個の独立な信号を生成する信号処理方法であり、上記帯域制限された信号に所定の前処理を施す前処理ステップと、上記前処理ステップの出力信号に高速フーリエ変換と同等の処理を施す変

換処理ステップと、上記変換処理ステップの出力信号に所定の後処理を施す後処理ステップとを有し、上記変換処理ステップへの入力信号及び出力信号は、それぞれ長さ $N / (2^{(m+2)})$ の複素信号であることにより、上述した課題を解決する。

【0078】

また、本発明の信号処理方法は、時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換する第1の変換ステップと、上記第1の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換ステップとを有し、上記第1の符号列の信号帯域よりも上記第2の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第1の変換ステップでは、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【0079】

また、本発明の信号処理方法は、時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第1の変換ステップと、上記第1の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換ステップとを有し、上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第1の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第2の符号列に含まれる上記特定の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第1の変換ステップでは、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の逆変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として

当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【0080】

また、本発明の信号処理方法は、時系列信号が改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られたスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換する第1の変換ステップと、上記第1の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換ステップとを有し、上記第1の符号列の信号帯域よりも上記第2の符号列の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第2の変換ステップでは、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【0081】

また、本発明の信号処理方法は、時系列信号が複数の帯域に分割され、各帯域の信号がそれぞれ改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列を復号化し、当該復号化により得られた各帯域毎のスペクトル信号を改良離散コサイン変換の逆変換処理により時系列信号に変換した後に帯域合成する第1の変換ステップと、上記第1の変換ステップにより得られた時系列信号を、改良離散コサイン変換の順変換処理によりスペクトル信号に変換した後に符号化して第2の符号列に変換する第2の変換ステップとを有し、上記分割された複数の帯域のうち特定の信号帯域において、上記第1の符号列に含まれる上記特定の信号帯域よりも上記第2の符号列に含まれる上記特定の信号帯域を狭くすることが許容されるとき、上記第2の変換ステップでは、上記特定の信号帯域について、上記改良離散コサイン変換の順変換処理時に行われる高速フーリエ変換のタップ長を、上記狭くした帯域に対応したタップ長として当該高速フーリエ変換の計算を行うことにより、上述した課題を解決する。

【0082】

すなわち本発明によれば、信号の $N/(2^m)$ サンプルに対して改良DCT

の順変換を行うための線形順変換が、長さ $N / (2^{(m+2)})$ の複素信号を F F T 処理する計算により実現でき、計算量や計算のためのワークエリアを低減することができる。また、 $N / (2^m)$ 個の独立なスペクトル入力信号に対して改良 D C T の逆変換計算を行うための線形逆変換が、長さ $N / (2^{(m+2)})$ の複素信号を F F T 処理する計算により実現でき、計算量や計算のためのワークエリアを低減することができる。また、改良 D C T を用いた 2 つの異なる符号化方式で符号化された符号間の変換を行う際に、変換元の帯域が狭くとも良い場合には改良 D C T の逆変換における F F T の大きさを通常より小さくして高速に変換を行うことができる。また、改良 D C T を用いた 2 つの異なる符号化方式で符号化された符号間の変換を行う際に、変換先の帯域が狭くとも良い場合には改良 D C T の順変換における F F T の大きさを通常より小さくして高速に変換を行うことができる。

【 0 0 8 3 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好ましい実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【 0 0 8 4 】

ここで、本発明に係る信号処理装置及び方法の具体的な実施の形態の説明に先立ち、本発明の計算原理について説明する。

【 0 0 8 5 】

本発明の信号処理装置及び方法において、M D C T (改良 D C T) の計算を行うにあたって、N サンプル毎にブロック化された時系列サンプルデータから $2^m (n+1/2) - 1/2$ の位置に相当する $N / (2^m)$ 個のサンプルを抽出して計算を行う場合の M D C T の式は、次式 (2 8) で与えられる。

【 0 0 8 6 】

【数 2 8】

$$Y_n(k) = \sum_{n=0}^{N/2^m-1} X_n \left(2^m \left(n + \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \right) \cos \left(\frac{\pi (2k+1) (2^{m+1}n + N/2 + 2^m)}{2N} \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1$$

(28)

【 0 0 8 7 】

次に、この入力信号 X_{21} にウィンドウ H_{21} を乗算し、次式 (29) にしたがって X_{22} を作り出す。

【 0 0 8 8 】

【数 2 9】

$$X_{22}(n) = H_{21} \left(2^m \left(n + \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \right) X_{21} \left(2^m \left(n + \frac{1}{2} \right) - \frac{1}{2} \right)$$

(29)

【 0 0 8 9 】

さらに、この X_{22} を次式 (30) にしたがって並べ換え、 X_{23} を作り出す。

【 0 0 9 0 】

【数 3 0】

$$X_{23}(n) = \begin{cases} -X_{22} \left(n + \frac{3N}{2^{m+2}} \right), & \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1 \\ X_{22} \left(n - \frac{N}{2^{m+2}} \right), & \text{for } \frac{N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1 \end{cases}$$

(30)

【 0 0 9 1 】

当該式 (3 0) にて得られた X_{23} を用い、次式 (3 1) から X_{24} を作り出す。

【 0 0 9 2 】

【数 3 1】

$$X_{24}(n) = X_{23}(2n) - X_{23}\left(\frac{N}{2^m} - 1 - 2n\right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1$$

(31)

【 0 0 9 3 】

さらに、この X_{24} から次式 (3 2) にしたがって $N / (2^{m+2})$ 個の複素信号 Z_{21} を求める。

【 0 0 9 4 】

【数 3 2】

$$Z_{21}(n) = \left(X_{24}(2n) + j X_{24}(2n+1) \right) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{(n/2)}\right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(32)

【 0 0 9 5 】

それから、次式 (3 3) にしたがって $N / (2^{m+2})$ 個の複素信号 Z_{22} を計算する。

【 0 0 9 6 】

【数 3 3】

$$Z_{22}(k) = \sum_{n=0}^{N/2^{m+2}-1} Z_{21}(n) \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{(N/2^{m+2})}\right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(33)

【 0 0 9 7 】

この Z_{22} から、次の式 (34) 乃至式 (37) により、それぞれ長さ $N/(2^{m+2})$ の複素信号 Z_{23} 、 Z_{24} 、 Z_{25} 、 Z_{26} を計算する。

【 0 0 9 8 】

【数 3 4】

$$Z_{23}(k) = \frac{1}{2} \left(Z_{22}(k) + Z_{22}^*\left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - k\right) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(34)

【 0 0 9 9 】

【数 3 5】

$$Z_{24}(k) = \frac{1}{2j} \exp\left(-j \frac{2\pi(2k+1)}{N/2^m}\right) \left(Z_{22}(k) - Z_{22}^*\left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - k\right) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(35)

【 0 1 0 0 】

【数 3 6】

$$Z_{25}(k) = \frac{1}{2} \left(Z_{22} \left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - k \right) + Z_{22}^*(k) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(36)

【 0 1 0 1 】

【数 3 7】

$$Z_{25}(k) = \frac{1}{2j} \exp \left(j \frac{2\pi(2k+1)}{N/2^m} \right) \left(Z_{22} \left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - k \right) - Z_{22}^*(k) \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(37)

【 0 1 0 2 】

さらにこれら各複素信号 Z_{23} 、 Z_{24} 、 Z_{25} 、 Z_{26} を使い、次式 (38) のように $N / (2^{m+1})$ 個の Y_{21} を計算する。

【 0 1 0 3 】

【数 3 8】

$$Y_{21}(k) = \text{Re} \left(\exp \left(-j \frac{2\pi(2k+1)}{4(N/2^m)} \right) (Z_{23}(k) + Z_{24}(k)) \right)$$

$$Y_{21}(N/2^{m+1} - 1 - k) = \text{Re} \left(-j \exp \left(j \frac{2\pi(2k+1)}{4(N/2^m)} \right) (Z_{23}(k) + Z_{24}(k)) \right),$$

(38)

$\text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$

【 0 1 0 4 】

これは、上記式 (28) の Y_{21} と一致することが次のようにわかる。

【0105】

先ず、式(29)を式(28)に代入する。そして、式(39)のように式を変形させていく。

【0106】

【数39】

$$\begin{aligned}
 Y_{21}(k) &= \sum_{n=0}^{N/2^m-1} X_{22}(n) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + N/2 + 2^m)}{2N} \right), \text{ for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1 \\
 &= \sum_{n=N/2^{m+2}}^{5N/2^{m+2}-1} X_{22}(n - N/2^{m+2}) \cos \left(\frac{\pi(2k+1) \left(2^{m+1} \left(n - \frac{N}{2^{m+2}} \right) + N/2 + 2^m \right)}{2N} \right) \\
 &= \sum_{n=N/2^{m+2}}^{N/2^m-1} X_{22}(n - N/2^{m+2}) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + 2^m)}{2N} \right) \\
 &\quad + \sum_{n=N/2^m}^{5N/2^{m+1}-1} X_{22}(n - N/2^{m+2}) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + 2^m)}{2N} \right) \\
 &= \sum_{n=N/2^{m+2}}^{N/2^m-1} X_{22}(n - N/2^{m+2}) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + 2^m)}{2N} \right) \\
 &\quad + \sum_{n=0}^{N/2^{m+2}-1} X_{22}(n + 3N/2^{m+2}) \cos \left(\frac{\pi(2k+1) \left(2^{m+1} \left(n + \frac{N}{2^m} \right) + 2^m \right)}{2N} \right) \\
 &= \sum_{n=N/2^{m+2}}^{N/2^m-1} X_{22}(n - N/2^{m+2}) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + 2^m)}{2N} \right) \\
 &\quad - \sum_{n=0}^{N/2^{m+2}-1} X_{22}(n + 3N/2^{m+2}) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + 2^m)}{2N} \right)
 \end{aligned}
 \tag{39}$$

【0107】

これにより、次式(40)により X_{23} を得ることができる。

【 0 1 0 8 】

【 数 4 0 】

$$X_z(n) = \begin{cases} -X_z\left(n + \frac{3N}{2^{a+2}}\right), & \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{a+2}} - 1 \\ X_z\left(n - \frac{N}{2^{a+2}}\right), & \text{for } \frac{N}{2^{a+2}} \leq n \leq \frac{N}{2^a} - 1 \end{cases} \quad (40)$$

【 0 1 0 9 】

さらにこれを式 (3 9) に代入して、次式 (4 1) のように式を変形させていく。

【0110】

【数41】

$$\begin{aligned}
Y_{21}(k) &= \sum_{n=0}^{N/2^m-1} X_{23}(n) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n+2^m)}{2N} \right) \\
&= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{23}(2n) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+2}n+2^m)}{2N} \right) \\
&\quad + \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{23}(2n+1) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}(2n+1)+2^m)}{2N} \right) \\
&= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{23}(2n) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+2}n+2^m)}{2N} \right) \\
&\quad + \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{23}\left(\frac{N}{2^m}-1-2n\right) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2N-2^{m+2}n-2^m)}{2N} \right) \\
&= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{23}(2n) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+2}n+2^m)}{2N} \right) \\
&\quad - \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{23}\left(\frac{N}{2^m}-1-2n\right) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(-2^{m+2}n-2^m)}{2N} \right) \\
&= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} \left(X_{23}(2n) - X_{23}\left(\frac{N}{2^m}-1-2n\right) \right) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+2}n+2^m)}{2N} \right)
\end{aligned}$$

(41)

【0111】

ここで、 X_{24} を次式(42)のように定義する。

【0112】

【数42】

$$X_{24}(n) = X_{23}(2n) - X_{23}\left(\frac{N}{2^m} - 1 - 2n\right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1$$

(42)

【0113】

これを式(41)に代入して、次式(43)のように式を変形させる。

【0114】

【数43】

$$\begin{aligned} Y_{21}(k) &= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{24}(n) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+2}n+2^m)}{2N}\right) \\ &= \sum_{n=0}^{N/2^{m+1}-1} X_{24}(n) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(4n+1)}{2N/2^m}\right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+1}} - 1 \end{aligned}$$

(43)

【0115】

ここで比較のために、式(2)から式(4)式を式(1)式に代入すると、次式(44)が得られる。

【0116】

【数44】

$$y_0(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{03}(n) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(4n+1)}{2N}\right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2} - 1$$

(44)

【0117】

式(43)と式(44)を比較した場合、式(43)の $N/(2^m)$ を N とおくと式(44)が得られることになる。

【0118】

したがって、上記式(29)から式(38)までの計算を行うことにより、 $N/(2^{(m+2)})$ の長さのタップ長でFFTを行って、式(28)が計算できることになる。

【0119】

ここで、 m の取り得る範囲は、次式(45)で与えられる。

【0120】

【数45】

$$\begin{cases} 0 \leq m \leq \log_2 N - 2 \\ N \geq 4 \end{cases} \quad (45)$$

【0121】

m が0の場合は、帯域を制限しない場合の通常のMDCTとなる。 m のとり値によって時系列サンプルデータがどのような位置となるかを図1に示す。すなわち、図中(a)は m が0の場合、(b)は m が1の場合、(c)は m が2の場合、(d)は m が3の場合の各時系列サンプルデータDの一を示している。

【0122】

また、本発明において、IMDCTの計算を行うにあたって、 $N/2$ 個のスペクトルデータから下位(或いは上位若しくは途中帯域でも良い) $N/(2^m)$ 個のスペクトルデータを抽出して計算を行う場合のIMDCTの式は、次式(46)で与えられる。

【 0 1 2 3 】

【数 4 6】

$$X_{31}\left(2^m\left(n+\frac{1}{2}\right)-\frac{1}{2}\right)=F_{31}\left(2^m\left(n+\frac{1}{2}\right)-\frac{1}{2}\right)\sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1}Y_{31}\cos\left(\frac{\pi(2k+1)\left(2^{m+1}n+N/2+2^m\right)}{2N}\right),$$

for $0 \leq n \leq \frac{N}{2^m}-1$

(46)

【 0 1 2 4 】

この入力信号 Y_{31} に対し、次式 (4 7) にしたがって $N / (2^{\wedge} (m+1))$ 個の時系列サンプルデータ Y_{32} を作り出す。

【 0 1 2 5 】

【数 4 7】

$$Y_{32}(k)=\begin{cases} Y_{31}(2k), & \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}}-1 \\ -Y_{31}\left(N/2^m-1-2k\right), & \text{for } \frac{N}{2^{m+2}} \leq k \leq \frac{N}{2^{m+1}}-1 \end{cases}$$

(47)

【 0 1 2 6 】

次に、式 (4 7) で得られた Y_{32} に対して、次式 (4 8) にしたがって $N / (2^{\wedge} (m+2))$ 個の複素信号 Z_{31} を求める。

【 0 1 2 7 】

【数 4 8】

$$Z_{31}(k) = \left(Y_{32}(2k) + jY_{32}(2k+1) \right) \exp \left(-j \frac{2\pi k}{(N/2^{m+1})} \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(48)

【 0 1 2 8 】

さらに、この Z_{31} を用いて、次式 (49) にしたがって $N / (2^{m+2})$ 個の複素信号 Z_{32} を計算する。

【 0 1 2 9 】

【数 4 9】

$$Z_{32}(n) = \sum_{k=0}^{N/2^{m+2}-1} Z_{31}(k) \exp \left(-j \frac{2\pi nk}{(N/2^{m+2})} \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(49)

【 0 1 3 0 】

この複素信号 Z_{32} から、次の式 (50) 乃至式 (53) のように、それぞれ長さ $N / (2^{m+2})$ の複素信号列 Z_{33} 、 Z_{34} 、 Z_{35} 、 Z_{36} を計算する。

【 0 1 3 1 】

【数 5 0】

$$Z_{33}(n) = \frac{1}{2} \left(Z_{32}(n) + Z_{32}^* \left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - n \right) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(50)

【 0 1 3 2 】

【数 5 1】

$$Z_{34}(n) = \frac{1}{2j} \exp \left(-j \frac{2\pi(2n+1)}{N/2^m} \right) \left(Z_{32}(n) - Z_{32}^* \left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - n \right) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(51)

【 0 1 3 3 】

【数 5 2】

$$Z_{35}(n) = \frac{1}{2} \left(Z_{32} \left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - n \right) + Z_{32}^*(n) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(52)

【0134】

【数53】

$$Z_{36}(n) = \frac{1}{2j} \exp \left(j \frac{2\pi(2n+1)}{N/2^m} \right) \left(Z_{32} \left(\frac{N}{2^{m+2}} - 1 - n \right) - Z_{32}^*(n) \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(53)

【0135】

これら複素信号列 Z_{33} 、 Z_{34} 、 Z_{35} 、 Z_{36} を用い、次式 (54) のように $N/(2^{m+1})$ 個の複素信号 X_{33} を計算する。

【0136】

【数54】

$$X_{33}(n) = \operatorname{Re} \left(\exp \left(-j \frac{2\pi(2n+1)}{N/2^m} \right) (Z_{33}(n) + Z_{34}(n)) \right),$$

$$X_{33} \left(\frac{N}{2^{m+1}} - 1 - n \right) = \operatorname{Re} \left(-j \exp \left(j \frac{2\pi(2n+1)}{N/2^m} \right) (Z_{33}(n) + Z_{36}(n)) \right),$$

for $0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$

(54)

【0137】

次に、こうして得られた複素信号 X_{33} を、次式 (55) にしたがって極性を変えながら並べ換え、 X_{32} を作る。

【0138】

【数55】

$$X_{32}(n) = \begin{cases} X_{31}\left(n + \frac{N}{2^{m+2}}\right), & \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1 \\ -X_{33}\left(\frac{3N}{2^{m+2}} - 1 - n\right), & \text{for } \frac{N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{3N}{2^{m+2}} - 1 \\ -X_{33}\left(n - \frac{3N}{2^{m+2}}\right), & \text{for } \frac{3N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1 \end{cases} \quad (55)$$

【0139】

これは、上記式(46)と一致することが次のようにわかる。先ず、 X_{32} を次式(56)のように定義する。

【0140】

【数56】

$$X_{31}\left(2^m\left(n + \frac{1}{2}\right) - \frac{1}{2}\right) = F_{31}\left(2^m\left(n + \frac{1}{2}\right) - \frac{1}{2}\right) X_{34}(n), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1 \quad (56)$$

【0141】

これを上記式(46)に代入すると、次式(57)のようになる。

【0142】

【数57】

$$X_{34}(n) = \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + N/2 + 2^m)}{2N}\right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^m} - 1 \quad (57)$$

【0143】

さらにこれを n の範囲によって以下のように式 (57) を変形する。先ず、 n が 0 から $N / (2^{m+2}) - 1$ までの範囲について、 X_{32} は次式 (58) のようになる。

【0144】

【数58】

$$X_{32}(n) = \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1) \left(2^{m+1} \left(n + N/2^{m+2} \right) + 2^m \right)}{2N} \right), \quad \text{for } 0 \leq k \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1$$

(58)

【0145】

また、 $N / (2^{m+2})$ から $3N / (2^{m+2}) - 1$ までの n については、次式 (59) のようになる。

【0146】

【数59】

$$\begin{aligned} X_{32}(n) &= - \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1) \left(-2^{m+1}n - N/2 - 2^m \right) + \pi(2k+1)2N}{2N} \right) \\ &= - \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1) \left(2^{m+1} \left(3N/2^{m+2} - 1 - n \right) + 2^m \right)}{2N} \right), \\ &\quad \text{for } \frac{N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{3N}{2^{m+2}} - 1 \end{aligned}$$

(59)

【0147】

最後に、 $3N / (2^{m+2}) - 1$ から $N / (2^m) - 1$ までの n については、次式 (60) のようになる。

【0148】

【数60】

$$\begin{aligned}
 X_{34}(n) &= - \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + N/2 + 2^m) - \pi(2k+1)2N}{2N} \right) \\
 &= - \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}(n - 3N/2^{m+2}) + 2^m)}{2N} \right), \\
 &\quad \text{for } \frac{3N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1
 \end{aligned} \tag{60}$$

【0149】

この X_{32} を n の範囲によって次式(61)のように X_{33} を与える。

【0150】

【数61】

$$X_{34}(n) = \begin{cases} X_{35}\left(n + \frac{N}{2^{m+2}}\right), & \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^{m+2}} - 1 \\ -X_{35}\left(\frac{3N}{2^{m+2}} - 1 - n\right), & \text{for } \frac{N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{3N}{2^{m+2}} - 1 \\ -X_{35}\left(n - \frac{3N}{2^{m+2}}\right), & \text{for } \frac{3N}{2^{m+2}} \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1 \end{cases} \tag{61}$$

【0151】

これにより、式(57)は次式(62)のようになる。

【0152】

【数62】

$$\begin{aligned}
 X_{33}(n) &= \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2^{m+1}n + 2^m)}{2N} \right), \\
 &= \sum_{k=0}^{N/2^{m+1}-1} Y_{31}(k) \cos \left(\frac{\pi(2k+1)(2n+1)}{2(N/2^m)} \right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1
 \end{aligned} \tag{62}$$

【0153】

ここで、比較のために、式(21)を式(12)に代入すると、次式(63)が得られる。但し、ここでは式(12)の係数 C_0 を1としたときの x_1 が x_{12} と等しいとして代入している。

【0154】

【数63】

$$x_{11}(n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} y_1(k) \cos\left(\frac{\pi(2k+1)(2n+1)}{2N}\right), \quad \text{for } 0 \leq n \leq N-1$$

(63)

【0155】

式(62)と式(63)を比較した場合、式(62)の $N/(2^m)$ を N とおくと、式(63)が得られることになる。したがって、式(47)から式(55)までの計算を行うことにより、 $N/(2^{m+2})$ サンプル分に相当するタップ長でFFTを行って式(46)が計算できることになる。なお、 m の取り得る範囲は、上記式(45)と同じである。

【0156】

また、本発明において用いられるウィンドウ関数の一例としては、MDCT、IMDCTについてそれぞれ式(64)、式(65)を使用することができる。

【0157】

【数64】

$$H_m(n) = \frac{h(2^m n + 2^{m-1} - 1) + h(2^m n + 2^{m-1})}{2}, \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1$$

(64)

【 0 1 5 8 】

【数 6 5】

$$F_{01}(n) = \frac{f(2^m n + 2^{m-1} - 1) + f(2^m n + 2^{m-1})}{2}, \quad \text{for } 0 \leq n \leq \frac{N}{2^m} - 1$$

(65)

【 0 1 5 9 】

ここで、 $h(n)$ 、 $f(n)$ は、それぞれ帯域を制限しない場合に用いる順変換、逆変換用のウィンドウ関数であり、 $H_{01}(n)$ 、 $F_{01}(n)$ は本発明で用いられるウィンドウ関数である。ただし、 m は 1 以上である。

【 0 1 6 0 】

【数 6 6】

$$m \geq 1$$

(66)

【 0 1 6 1 】

また、ここで示したのはあくまでもウィンドウ関数の一例であり、順変換、逆変換ともに、用いることのできるウィンドウ関数はこれに限らない。

【 0 1 6 2 】

このように、本発明の信号処理装置や方法によれば、周波数帯域が $1/(2^m)$ に制限される場合の MDCT、IMDCT について、上記式 (28) で定義される MDCT、及び上記式 (46) で定義される IMDCT とも、 $N/(2^{m+2})$ サンプル分に相当するタップ長の FFT により実現でき、既知の方法に比べて、演算回数及びワークエリアを大幅に削減することができる。

【 0 1 6 3 】

上述した本発明の計算原理に基づき、以下に、本発明に係る信号処理装置及び方法の具体的な実施の形態の説明を行う。

【 0 1 6 4 】

図 2 には、前述した計算原理に基づく本発明の信号処理方法により、MDC T の計算を行う場合の、一実施の形態の順変換処理手順（フローチャート）を示す。

【 0 1 6 5 】

この図 2 において、例えば P C M オーディオデータ等の入力時系列サンプルデータは、先ず最初に、ステップ S 1 の処理として所定サンプル数（ここでは N サンプル）毎にブロック化される。

【 0 1 6 6 】

ここで、時系列サンプルデータを N サンプル毎にブロック化して前述のように MDC T の順変換を行った場合、当該 MDC T の順変換によって得られるスペクトルは $N/2$ 個となるが、本発明実施の形態では、より高速な演算を可能とするために、上述したように周波数帯域を $1/(2^m)$ に制限する。なお、周波数帯域を $1/(2^m)$ に制限した場合、MDC T の順変換によって得られるスペクトルは、 $N/(2^{m+1})$ 個となる。

【 0 1 6 7 】

このため、本実施の形態では、上記ステップ S 1 において、上記 MDC T 変換に用いる変換ブロックの上記 N サンプルから、 $(2^m(n+1/2)) - 1/2$ の位置に相当する $N/2$ 個のサンプルを抽出する。もちろん、上記変換ブロックに予め $N/(2^m)$ 個の信号が存在するのであれば、当該ステップ S 1 の過程をふむことなく次のステップ S 2 から処理を始めても良い。ここで、当該サンプルの抽出を行う手段には、何らかのフィルタを用いてもよいし、或いは単純に $1/(2^m)$ にダウンサンプリングしたもの ($2^m n$ の位置) を出力するような手段を用いても良い。なお、上記サンプルの抽出のために、単純に $1/(2^m)$ にダウンサンプリングしたもの ($2^m n$ の位置) を出力するようなことを行くと、 $(2^m - 1)/2$ サンプルの誤差を生じることになるが、その誤差

を許容できるのであれば、簡単なダウンサンプリング手段のみ用意すれば良いため構成を簡略化できることになる。

【0168】

また、このときの上記各変換ブロックについては、前述の図19で説明したように、隣り合うブロック間のオーバーラップが50%となるように、すなわち互いに $N / (2^{(m+1)})$ サンプルずつ重なるように設定される。

【0169】

次に、ステップS2の処理として、上記ステップS1で生成された変換ブロックには、 $N / (2^m)$ サンプル分に相当する順変換用ウィンドウが掛けられ、更に、ステップS3として、前記式(30)、式(31)に示す変形処理が施される。これにより、上記変換ブロックのサンプルデータは、 $N / (2^{(m+1)})$ 個の実数データ X_{24} に変換される。

【0170】

次に、ステップS4の処理として、本実施の形態では、上記 $N / (2^{(m+1)})$ 個の実数データ X_{24} の偶数番目のデータを実数部に、次の奇数番目のデータを虚数部に割り当て、得られた複素数に複素係数をかける前記式(32)の変形を行うことにより、上記 $N / (2^{(m+1)})$ 個の実数データ X_{24} を $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素数データ Z_{21} に変換する。

【0171】

次に、ステップS5の処理として、本実施の形態では、上記ステップS4にて得られた $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素数データ Z_{21} に対して、FFT(高速フーリエ変換)処理を施すことにより、周波数軸上に $N / (2^{(m+2)})$ 個の複素数データ Z_{22} を求める。

【0172】

次に、ステップS6の処理として、本実施の形態では、上記ステップS5にて得られた複素数データ Z_{22} に対して、上記式(34)から式(38)の計算を行うことにより、 $N / (2^{(m+1)})$ 個のスペクトルデータ Y_{21} を求め、これをMDCTの出力データとして取り出す。

【 0 1 7 3 】

図 3 には、以上の M D C T のための順変換処理を実現するハードウェアの構成例を示す。

【 0 1 7 4 】

この図 3 において、入力端子 1 1 には、例えば P C M オーディオ信号等の時系列サンプルデータが供給されており、これらのデータは時系列サンプルバッファ 1 2 に一旦蓄積された後、所定サンプル数、例えば $N / (2^m)$ サンプル毎にブロック化されて、M D C T 計算回路 2 0 に送られる。

【 0 1 7 5 】

M D C T 計算回路 2 0 では、前記式 (2 9) ～ 式 (3 8) を計算するための構成として、(2 9) 式計算回路 2 1、(3 0) 式計算回路 2 2、(3 1) 式計算回路 2 3、(3 2) 式計算回路 2 4、(3 3) 式計算回路 2 5 と、(3 4) 式計算回路 2 6 及び (3 5) 式計算回路 2 7、(3 6) 式計算回路 2 8 と、(3 7) 式計算回路 2 9 とが設けられている。

【 0 1 7 6 】

当該 M D C T 計算回路 2 0 は、入力された上記 $N / (2^m)$ サンプル毎のブロックのデータを、(2 9) 式計算回路 2 1 から (3 3) 式計算回路 2 5 に順次送って前記式 (2 9) から式 (3 3) までの計算を行い、更に、(3 3) 式計算回路 2 5 の計算結果の出力 Z_{22} を (3 4) 式計算回路 2 6 から (3 7) 式計算回路 2 9 に並列に送って前記式 (2 4) から式 (2 7) の計算を行い、その後、これら (3 4) 式計算回路 2 6 から (3 7) 式計算回路 2 9 の各計算結果出力 Z_{23} 、 Z_{24} 、 Z_{25} 、 Z_{26} を (3 8) 式計算回路 3 0 に送って前記式 (3 8) の計算を行い、当該 (3 8) 式計算回路 3 0 の計算結果の出力 Y_{21} を、M D C T の計算によるスペクトルデータとして計算結果出力端子 1 3 から出力する。

【 0 1 7 7 】

一方、図 4 には、前述した計算原理に基づく本発明の信号処理方法により、I M D C T の計算を行う場合の、一実施の形態の逆変換処理手順（フローチャート）を示す。

【 0 1 7 8 】

この図 4 において、本実施の形態の逆変換処理では、先ず最初に、ステップ S 1 1 の処理として、入力された $N/2$ 個のスペクトルデータから $N/(2^{(m+1)})$ 個のスペクトルデータを取り出す。このとき、取り出すデータは、元のスペクトルデータの下位側 $N/(2^{(m+1)})$ 個のデータでもよいし、上位側若しくは途中の $N/(2^{(m+1)})$ 個のデータでもよい。但し、先に図 2 0 で説明したように、スペクトルデータの並びは連続している必要がある。

【 0 1 7 9 】

次に、ステップ S 1 2 の処理として、 $N/(2^{(m+1)})$ 個のスペクトルデータ Y_{31} には、上記式 (4 7) に示される極性変更、並び換えの処理が施される。これにより、当該 $N/(2^{(m+1)})$ 個のスペクトルデータ Y_{31} は、 $N/(2^{(m+1)})$ 個の実数データ Y_{32} に変換される。

【 0 1 8 0 】

次に、ステップ S 1 3 の処理として、本実施の形態では、 $N/(2^{(m+1)})$ 個の実数データ Y_{32} の偶数番目のデータを実数部に、奇数番目のデータを虚数部に割り当て、得られた複素数に複素係数を掛ける前記式 (4 8) の変形を行うことにより、上記 $N/(2^{(m+1)})$ 個の実数データ Y_{32} を $N/(2^{(m+2)})$ 個の複素数データ Z_{31} に変換する。

【 0 1 8 1 】

次に、ステップ S 1 4 の処理として、本実施の形態では、上記ステップ S 1 3 にて得られた $N/(2^{(m+2)})$ 個の複素数データ Z_{31} に対して、FFT 処理を施すことにより、周波数軸上に $N/(2^{(m+2)})$ 個の複素数データ Z_{32} を求める。

【 0 1 8 2 】

次に、ステップ S 1 5 の処理として、本実施の形態では、上記ステップ S 1 4 にて得られた複素数データ Z_{32} に対して、前記式 (5 0) から式 (5 4) の計算を行うことにより、 $N/(2^{(m+1)})$ 個の実数データ X_{33} を求める。

【 0 1 8 3 】

次に、ステップ S 1 6 の処理として、本実施の形態では、上記ステップ S 1 5

にて得られた実数データ X_{33} に対し、前記式 (5 5) に示される変換を行って $N / (2^m)$ 個の実数データ X_{32} を求め、さらに前記式 (5 6) に示されるウィンドウ処理を行う。

【0 1 8 4】

最後に、本実施の形態では、ステップ S 1 7 の処理として、上記ステップ S 1 6 で得られた実数データ X_{32} のうち、前述の $(2^m (n + 1)) - 1 / 2$ の位置から n までの位置に相当する、 $N / (2^m)$ 個から N 個までの時系列サンプルデータを得る。もちろん、ステップ S 1 7 を省略してステップ S 1 6 の出力である $N / (2^m)$ 個のサンプルデータをここでの処理の出力として使用しても良い。なお、上述のようにサンプルデータを取り出す手段には、何らかのフィルタを用いてもよいし、或いは単純に 2^m にアップサンプリングしたもの ($2^m n$ の位置) を出力するような手段を用いても良い。なお、上記サンプルの取り出しのために、単純に 2^m にアップサンプリングしたもの ($2^m n$ の位置) を出力するようなことを行くと、 $(2^m - 1) / 2$ サンプルの時間遅延を生じることになるが、その時間遅延を許容できるのであれば、簡単なアップサンプリング手段のみ用意すれば良いため構成を簡略化できることになる。

【0 1 8 5】

図 5 には、以上の IMDCT のための逆変換処理、及び、その出力から時系列データを構築するための処理を実現するハードウェアの構成例を示す。

【0 1 8 6】

この図 5 において、入力端子 1 6 には、上記 MDCT 処理 ($m = 0$ の場合の一般的な MDCT 処理) により得られた $N / (2^{m+1})$ 個のスペクトルデータ Y_{31} が供給されており、このスペクトルデータ Y_{31} は、IMDCT 計算回路 4 0 の (4 7) 式計算回路 4 1 に送られる。

【0 1 8 7】

この (4 7) 式計算回路 4 1 では、前記式 (4 7) の計算を行い、その計算結果出力 Y_{32} は (4 8) 式計算回路 4 2、(4 9) 式計算回路 4 3 に順次送られ、前記式 (4 8) と式 (4 9) の計算が行われる。当該 (4 9) 式計算回路 4 3 からの計算結果出力 Z_{32} は、(5 0) 式計算回路 4 4、(5 1) 式計算回路 4 5、

(52) 式計算回路46、及び(53)式計算回路47に送られている。

【0188】

これら(50)式計算回路44、(51)式計算回路45、(52)式計算回路46、及び(53)式計算回路47では、それぞれ前記式(50)、式(51)、式(52)、式(53)の計算が行われ、それらの各計算結果出力 Z_{33} 、 Z_{34} 、 Z_{35} 、 Z_{36} は、(54)式計算回路48に送られる。

【0189】

(54)式計算回路48では、前記式(54)の計算を行い、その計算結果出力 X_{33} が(55)式計算回路49に送られる。

【0190】

(55)式計算回路49は、前記式(55)の計算を行い、その計算結果出力 X_{32} が(56)式計算回路50に送られる。

【0191】

(56)式計算回路50では、前記式(56)のようにウィンドウ処理が行われ、当該(56)式計算回路50からの計算結果出力 X_{31} は、IMDCT計算回路40からの出力として、時系列サンプルバッファ17に送られる。

【0192】

時系列サンプルバッファ17は、上記 X_{31} は一旦蓄積した後に読み出し、オーバーラップ部加算回路18に送る。当該オーバーラップ部加算回路18では、前記オーバーラップ部を加算する。当該加算後のデータは、出力端子19より時系列サンプルデータとして取り出される。すなわち、図7のIMDCT計算回路40により得られたデータは、逆変換ウィンドウを掛けられた後、両隣のブロックのIMDCT出力データが加算処理され、時系列サンプルデータとして出力される。

【0193】

次に、上記本発明にかかるMDCT、IMDCTが適用される、高能率符号化装置及び復号化装置の一具体例について、図6～図10を用いて説明する。なお、図9と図10に示す構成が本発明が適用される高能率符号化装置及び復号化装置の主要部の構成例であり、図6～図8には本発明実施の形態の装置との比較の

ために、一般的なMDC T、IMDC Tが用いられる符号化装置及び復号化装置の例を示している。

【 0 1 9 4 】

先ず、図 6 に示す高能率符号化装置では、帯域分割符号化、適応変換符号化及び適応ビット割り当ての各技術を用いている。すなわち、入力されたPCMオーディオ信号等のデジタル信号を、複数の周波数に分割すると共に、高い周波数ほどバンド幅を広く選定し、各周波数帯域毎に直交変換であるMDC Tを行って得られた周波数軸のスペクトルデータを、いわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）毎に適応的にビット割り当てをして符号化している。

【 0 1 9 5 】

図 6 において、入力端子 6 1 には、例えば 0 ～ 2 0 k H z の時系列PCMオーディオ信号が供給されている。この入力信号は、いわゆるP Q Fフィルタ等の帯域分割フィルタ 6 2 によって 0 ～ 5 k H z 帯域と 5 k ～ 1 0 k H z 帯域と 1 0 k ～ 1 5 k H z 帯域と 1 5 k ～ 2 0 k H z 帯域とに分割される。なお、帯域分割フィルタ 6 2 は、P Q F以外にも、Q M Fを 2 段に構成したものなど様々な帯域分割フィルタを使用することができる。

【 0 1 9 6 】

当該帯域分割フィルタ 6 2 にてそれぞれ等しい帯域幅に分割されて得られた時系列信号のうち、0 ～ 5 k H z 帯域の信号はMDC T回路 6 6 に送られ、5 k ～ 1 0 k H z 帯域はMDC T回路 6 5 に送られ、1 0 k ～ 1 5 k H z 帯域はMDC T回路 6 4 に送られ、1 5 k ～ 2 0 k H z 帯域はMDC T回路 6 3 に送られて、それぞれMDC T処理される。これらMDC T回路 6 3 ～ 6 6 では、それぞれ入力された帯域の信号をMDC T処理し、周波数軸上のスペクトル信号或いは係数データに変換する。

【 0 1 9 7 】

各MDC T回路 6 3 ～ 6 6 においてMDC T処理されて得られた周波数軸上のスペクトル信号或いは係数データは、いわゆる臨界帯域（クリティカルバンド）毎にまとめられて適応ビット割当符号化回路 6 7 に送られる。なお、このクリティカルバンドとは、人間の聴覚特性を考慮して分割された周波数帯域であり、あ

る純音の周波数近傍の同じ強さの狭帯域ノイズによって当該純音がマスクされる
ときのそのノイズの持つ帯域のことである。このクリティカルバンドは、高域ほ
ど帯域幅が広くなっており、上記 0 ~ 2 0 k H z の全周波数帯域は例えば 2 5 の
クリティカルバンドに分割されている。

【 0 1 9 8 】

適応ビット割当符号化回路 6 7 は、例えば上記クリティカルバンド毎に、スケ
ールファクタ、すなわち当該バンド中に含まれるスペクトル信号の絶対値の最大
値で各スペクトル信号を正規化するとともに、この正規化されたスペクトル信号
を、量子化雑音がそのクリティカルバンド内の信号によってマスクされるだけの
ビット数で再量子化し、再量子化されたスペクトル信号を、各クリティカルバン
ド毎に求められた上記スケールファクタと当該再量子化に使われたビット数とと
もに出力する。

【 0 1 9 9 】

このようにして符号化されたデータは、当該図 6 の高能率符号化装置の出力端
子 6 8 から符号列データとして出力される。

【 0 2 0 0 】

図 7 には、図 6 の高能率符号化装置に対応した復号化装置の構成例を示してい
る。

【 0 2 0 1 】

図 7 の入力端子 7 1 には、上記スケールファクタ、再量子化に使われたビット
数、及び再量子化されたスペクトル信号を符号化したデータが入力され、これら
がスペクトル復号化回路 7 2 に送られる。当該スペクトル復号化回路 7 2 は、こ
れら入力されたデータからスペクトル信号を構築する。このスペクトル復号化回
路 7 2 により構築されたスペクトル信号のうち、1 5 k ~ 2 0 k H z 帯域のスペ
クトル信号は IM D C T 回路 7 3 に送られ、1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域のスペクト
ル信号は IM D C T 回路 7 4 に、5 k ~ 1 0 k H z 帯域のスペクトル信号は IM
D C T 回路 7 5 に、0 ~ 5 k H z 帯域のスペクトル信号は IM D C T 回路 7 6 に
送られる。

【 0 2 0 2 】

これら各IMDCT回路73～76では、それぞれ入力された帯域のスペクトル信号をIMDCT処理して時系列信号に変換する。こうして得られた4つの帯域の時系列信号は、帯域合成フィルタ77に送られる。

【 0 2 0 3 】

帯域合成フィルタ77では、上記4つの帯域の時系列信号を合成して全帯域（0～20kHz）にわたる時系列信号を生成する。

【 0 2 0 4 】

この全帯域にわたる時系列信号は、当該図7の高能率復号化装置の出力端子78から出力される。

【 0 2 0 5 】

ここで、上述のような帯域分割フィルタを用いた高能率符号化装置の利点としては、スケーラビリティを有することが挙げられる。そのような例について、図8を参照しながら説明する。

【 0 2 0 6 】

図8の入力端子71には、スケールファクタ、再量子化に使われたビット数、及び、再量子化されたスペクトル信号を符号化したデータが入力され、これらがスペクトル復号化回路82に送られる。

【 0 2 0 7 】

このスペクトル復号化回路82は、それらデータからスペクトル信号を構築する。このとき、当該スペクトル復号化装置82では、これらのスペクトル信号のうち、0～5kHz帯域と5k～10kHz帯域の信号を取り出し、5k～10kHz帯域の信号はIMDCT回路83に送られ、0～5kHz帯域の信号はIMDCT回路84に送られる。

【 0 2 0 8 】

IMDCT回路83、84では、それぞれ供給された帯域の信号をIMDCT処理して時系列信号に変換する。これらIMDCT回路83、84から出力された2つの帯域の時系列信号は、帯域合成フィルタ85に送られる。

【0209】

帯域合成フィルタ85では、それら2つの帯域の時系列信号を合成して0～10kHz帯域にわたる時系列信号を生成する。

【0210】

この0～10kHzにわたる時系列信号は、この図8の高能率復号化装置の出力端子86から出力される。

【0211】

この図8の構成の場合、図7で示した復号化装置と比べ、IMDCT回路が2つ省略され、帯域合成フィルタ85は2つの帯域の信号を合成するだけで良い。したがって、この図8の構成によれば、回路の規模が小さい復号化装置を構成できる（或いは小さな回路規模しかもてない装置の使用に適している）ことになる。

【0212】

一方、本発明によれば、帯域分割フィルタを用いずに、復号時のスケーラビリティを有することが可能となる。

【0213】

図9には、本発明を適用することにより、図6の例のような帯域分割フィルタを必要としない高能率符号化装置の例を示している。

【0214】

すなわち図9において、入力端子91には、例えば0～20kHzの時系列PCMオーディオ信号が供給されている。この0～20kHzの時系列信号は、MDCT回路92に送られる。MDCT回路92では、入力された0～20kHzの全帯域の信号をMDCT処理することにより、周波数軸上のスペクトル信号或いは係数データに変換する。

【0215】

このMDCT回路92においてMDCT処理されて得られた周波数軸上のスペクトル信号或いは係数データは、図6の適応ビット割当符号化回路67と同様の適応ビット割当符号化回路93に送られ、前述同様に符号化される。

【 0 2 1 6 】

このようにして符号化されたデータは、当該図 9 の高能率符号化装置の出力端子 9 4 から符号列データとして出力される。

【 0 2 1 7 】

図 1 0 には、上記図 9 の本発明にかかる高能率符号化装置により生成された符号列データを復号する、本発明にかかる上記 IMDC T が適用された復号化装置の構成例を示している。

【 0 2 1 8 】

この図 1 0 において、入力端子 9 5 には、図 9 の例のような高能率符号化装置で符号化された符号列データが入力される。この符号列データは、スペクトル復号化回路 9 6 に送られる。

【 0 2 1 9 】

スペクトル復号化回路 9 6 では、入力された符号列データから 0 ～ 2 0 k H z のスペクトル信号を構築する。このとき、当該スペクトル復号化回路 9 6 では、0 ～ 2 0 k H z の例えば下位側半分の帯域である 0 ～ 1 0 k H z 帯域のスペクトル信号のみ取り出し、IMDC T 回路 9 7 に送る。

【 0 2 2 0 】

IMDC T 回路 9 7 では、供給された帯域の信号に対して、前述した本発明にかかる IMDC T 処理を施して時系列信号に変換する。当該 IMDC T 回路 9 7 から出力された時系列信号は、この図 1 0 の高能率復号化装置の出力端子 9 8 から出力される。

【 0 2 2 1 】

すなわち、当該図 1 0 の復号化装置によれば、0 ～ 1 0 k H z の時系列サンプルデータを、帯域合成フィルタを用いることなく取り出せるようになっている。

【 0 2 2 2 】

この例は、0 ～ 2 0 k H z の下位側半分の帯域（0 ～ 1 0 k H z ）を取り出すようにしているので、当該図 1 0 の構成例における処理は、前述した各式における $m = 1$ の例に相当する。なお、0 ～ 1 0 k H z のさらに下位側半分の帯域（すなわち全帯域の下位 $1 / 4$ の帯域）だけで良いならば、前記各式中の m を 2 とし

てIMDCT処理を行うことで、さらに処理を軽減させることが可能である。

【0223】

このように本発明によれば、 2^m のオーダーで帯域と処理量にスケーラビリティを持たせることが可能となる。

【0224】

上記の例では帯域分割フィルタとしてPQFを用いた例を示したが、もちろん例えばQMFをカスケード状に接続し、帯域を等分割したような場合にも適用できる。また、分割される帯域は、前述したような等分割に限らず、帯域の長さの比（帯域の幅の比）が例えば1:2:4:・・・となるようなオクターブ状の分割を行った場合にも本発明は適用可能である。

【0225】

次に、上記MDCT及びIMDCTが適用される高能率符号化装置及び復号化装置を用い、第1の符号列1を第2の符号列2に変換する符号列変換装置と第2の符号列2を第1の符号列に変換する符号列変換装置について、図11～図18を用いて説明する。

【0226】

なお、図16と図18に示す構成が本発明の適用される符号列変換装置の構成例であり、図16には本発明にかかるMDCT及びIMDCTが適用される高能率符号化、復号化装置を用いて第1の符号列1を第2の符号列2に変換する構成を示し、図18には本発明にかかるMDCT及びIMDCTが適用される高能率符号化、復号化装置を用いて第2の符号列2を第1の符号列1に変換する構成を示している。また、図15と図17には本発明にかかる符号列変換装置との比較のために、一般的なMDCT及びIMDCTが適用される高能率符号化、復号化装置を用いて符号列変換装置を構成した場合の例を示しており、図15には一般的なMDCT及びIMDCTが適用される高能率符号化、復号化装置を用いて第1の符号列1を第2の符号列2に変換する構成を示し、図17には一般的なMDCT及びIMDCTが適用される高能率符号化、復号化装置を用いて第2の符号列2を第1の符号列1に変換する構成を示している。また、図11には、一般的なMDCTを用いて、時系列サンプルデータから第1の符号列1を生成する高能

率符号化装置の例を示し、図 1 2 には、図 1 1 の高能率符号化装置にて生成された第 1 の符号列 1 を、一般的な IMDCT を用いて時系列サンプルデータに復号する復号化装置の例を示している。さらに、図 1 3 には、一般的な MDCT を用いて、時系列サンプルデータから第 2 の符号列 2 を生成する高能率符号化装置の例を示し、図 1 4 には、図 1 3 の高能率符号化装置にて生成された第 2 の符号列 2 を、一般的な IMDCT を用いて時系列サンプルデータに復号する復号化装置の例を示している。

【 0 2 2 7 】

先ず、図 1 1 に示す高能率符号化装置において、入力端子 1 1 1 には、0 ～ 2 0 k H z の時系列サンプルデータが入力信号として供給される。この入力信号は、いわゆる QMF フィルタ等の帯域分割フィルタ 1 1 2 により 0 ～ 1 0 k H z 帯域の信号と 1 0 k ～ 2 0 k H z 帯域の信号とに分割される。上記帯域分割フィルタ 1 1 2 から出力された 0 ～ 1 0 k H z 帯域の信号は、同じくいわゆる QMF フィルタ等の帯域分割フィルタ 1 1 4 により 0 ～ 5 k H z 帯域の信号と 5 k ～ 1 0 k H z 帯域の信号とに分割される。

【 0 2 2 8 】

帯域分割フィルタ 1 1 2 から出力された 1 0 k ～ 2 0 k H z 帯域の信号は、帯域分割フィルタの遅延量に相当する遅延を持つディレイ回路 1 1 3 を通り、MDCT 回路 1 1 5 に送られ、5 k ～ 1 0 k H z 帯域の信号は MDCT 回路 1 1 6 に送られ、0 k ～ 5 k H z 帯域の信号は MDCT 回路 1 1 7 に送られる。これら各 MDCT 回路 1 1 5 ～ 1 1 7 では、それぞれ入力された帯域の信号を MDCT 処理する。各 MDCT 回路 1 1 5 ～ 1 1 7 によって MDCT 処理されて得られたスペクトルデータは、適応ビット割当符号化回路 1 1 8 に送られる。

【 0 2 2 9 】

適応ビット割当符号化回路 1 1 8 では、入力されたスペクトルデータを前述同様に符号化して符号列データに変換する。この適応割当ビット符号化回路 1 1 8 から出力された符号化データは、当該図 1 1 の高能率符号化装置の第 1 の符号列 1 として出力端子 1 1 9 から出力される。

【 0 2 3 0 】

次に、図 1 2 に示す高能率復号化装置において、入力端子 1 2 1 には、符号列データとして図 1 1 の高能率符号化装置により生成された第 1 の符号列 1 が入力される。この第 1 の符号列のデータは、スペクトル復号化回路 1 2 2 に入力する。

【 0 2 3 1 】

スペクトル復号化回路 1 2 2 では、上記第 1 の符号列のデータから前述同様にスペクトル信号を構築する。この構築されたスペクトル信号のうち、10 k ~ 20 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 2 3 に送られ、5 k ~ 10 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 2 4 に送られ、0 ~ 5 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 2 5 に送られる。

【 0 2 3 2 】

I M D C T 回路 1 2 3 ~ 1 2 5 では、それぞれ供給された帯域の信号を I M D C T 処理し、時系列信号に変換する。I M D C T 回路 1 2 5 により得られた 0 ~ 5 k H z 帯域の時系列信号と、I M D C T 回路 1 2 4 により得られた 5 k ~ 10 k H z 帯域の時系列信号は、帯域合成フィルタ 1 2 7 に送られ、そこで合成されて 0 ~ 10 k H z 帯域の時系列信号となされる。また、I M D C T 回路 1 2 3 により得られた 10 k ~ 20 k H z 帯域の時系列信号は、帯域合成フィルタ 1 2 7 の遅延量に相当する遅延を行うディレイ回路 1 2 6 を通る。上記帯域合成フィルタ 1 2 7 から出力された 0 ~ 10 k H z 帯域とディレイ回路 1 2 6 を通った 10 k ~ 20 k H z 帯域の二つの時系列信号は、帯域合成フィルタ 1 2 8 に送られる。

【 0 2 3 3 】

帯域合成フィルタ 1 2 8 では、前述同様にしてそれら二つの時系列信号の帯域を合成し、全帯域を含む時系列サンプルデータを生成する。この全帯域を含む時系列サンプルデータは、図 1 2 の高能率復号化装置の出力端子 1 2 9 から出力される。

【 0 2 3 4 】

一方、図 1 3 に示す高能率符号化装置において、入力端子 1 3 1 には、0 ~ 2

0 k H z の時系列サンプルデータが入力信号として供給され、この入力信号はいわゆる P Q F フィルタ等の帯域分割フィルタ 1 3 2 により 0 ~ 5 k H z 帯域の信号と 5 k ~ 1 0 k H z 帯域の信号と 1 0 ~ 1 5 k H z 帯域の信号と 1 5 ~ 2 0 k H z 帯域の信号に分割される。なお、帯域分割フィルタ 1 3 2 は、P Q F のフィルタ以外に、Q M F のフィルタを 2 段構成にしたものでもよい。

【 0 2 3 5 】

1 5 k ~ 2 0 k H z 帯域の時系列信号は M D C T 回路 1 3 3 に送られ、1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域の時系列信号は M D C T 回路 1 3 4 に送られ、5 k ~ 1 0 k H z の時系列信号は M D C T 回路 1 3 5 に送られ、0 ~ 5 k H z 帯域の時系列信号は M D C T 回路 1 3 6 に送られ、それぞれ M D C T 処理される。各 M D C T 回路 1 3 3 ~ 1 3 6 によって M D C T 処理されたスペクトルデータは、適応ビット割当符号化回路 1 3 7 によって符号列データに変換される。

【 0 2 3 6 】

この適応ビット割当符号化回路 1 3 7 からの符号列データは、図 1 3 の高能率符号化装置の出力端子 1 3 8 から第 2 の符号列 2 として出力される。

【 0 2 3 7 】

また、図 1 4 に示す高能率復号化装置において、入力端子 1 4 1 には、図 1 3 の高能率符号化装置により得られた符号化データである符号列 2 が入力される。この符号列データは、スペクトル復号化回路 1 4 2 に入力する。

【 0 2 3 8 】

スペクトル復号化回路 1 4 2 は、入力された符号列データを復号化してスペクトル信号を構築する。そのスペクトル信号のうち、1 5 k ~ 2 0 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 4 3 に送られ、1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 4 4 に送られ、5 k ~ 1 0 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 4 5 に送られ、0 ~ 5 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 4 6 に送られる。これら I M D C T 回路 1 4 3 ~ 1 4 6 では、それぞれ入力された帯域の信号を I M D C T 処理して時系列データに変換する。これら各 I M D C T 回路 1 4 3 ~ 1 4 6 から出力された時系列データは、帯域合成フィルタ 1 4 7 に入力する。

【 0 2 3 9 】

帯域合成フィルタ 1 4 7 は、それぞれ供給された時系列データを帯域合成し、全帯域を含む時系列サンプルデータを生成する。

【 0 2 4 0 】

この帯域合成フィルタ 1 4 7 からの 0 ~ 2 0 k H z の全帯域の時系列サンプルデータは、図 1 4 の高能率復号化装置の出力端子 1 4 8 から出力される。

【 0 2 4 1 】

次に、上述したような一般的な M D C T 及び I M D C T が適用される高能率符号化、復号化装置を用いて第 1 の符号列 1 を第 2 の符号列 2 に変換する、図 1 5 に示す構成について説明する。

【 0 2 4 2 】

この図 1 5 において、入力端子 1 5 1 には符号列データとして第 1 の符号列 1 が入力され、スペクトル復号化回路 1 5 2 に送られる。スペクトル復号化回路 1 5 2 は、上記第 1 の符号列のデータを復号化してスペクトル信号を構築する。このスペクトル信号のうち、1 0 k ~ 2 0 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 5 3 に送られ、5 k ~ 1 0 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 5 4 に送られ、0 ~ 5 k H z 帯域の信号は I M D C T 回路 1 5 5 に送られる。

【 0 2 4 3 】

各 I M D C T 回路 1 5 3 ~ 1 5 4 では、それぞれ供給されたスペクトル信号を I M D C T 処理して時系列信号に変換する。上記 I M D C T 回路 1 5 3 の I M D C T 処理で得られた 1 0 k ~ 2 0 k H z の帯域の時系列信号は、帯域分割フィルタ回路 1 5 6 に送られ、当該帯域分割フィルタ回路 1 5 6 により 1 5 k ~ 2 0 k H z 帯域の信号と 1 0 ~ 1 5 k H z 帯域の信号に分割される。

【 0 2 4 4 】

また、I M D C T 回路 1 5 4 の I M D C T 処理で得られた 5 k ~ 1 0 k H z 帯域の時系列信号と、I M D C T 回路 1 5 5 の I M D C T 処理で得られた 0 ~ 5 k H z 帯域の時系列信号は、帯域分割フィルタ 1 5 6 の遅延量に相当する遅延をそれぞれ行うディレイ回路 1 5 7、1 5 8 を通り遅延される。

【 0 2 4 5 】

こうして得られた4つの帯域の時系列信号のうち、15～20kHz帯域の時系列信号はMDCT回路159に送られ、10k～15kHz帯域の時系列信号はMDCT回路160に送られ、5k～10kHz帯域の時系列信号はMDCT回路161に送られ、0～5kHz帯域の時系列信号はMDCT回路162に送られ、それぞれMDCT処理される。各MDCT回路159～162によってMDCT処理されたスペクトルデータは、適応ビット割当符号化回路163に送られる。

【 0 2 4 6 】

適応ビット割当符号化回路163では、各MDCT回路159～162によってMDCT処理されたスペクトルデータを符号列データに変換する。この適応ビット割当符号化回路163からの符号列データは、図15の符号列変換装置の出力端子164から第2の符号列2として出力される。

【 0 2 4 7 】

次に、上記のような第1の符号列1から第2の符号列2への変換を行う際に、本発明によるMDCT、IMDCTを適用した符号列変換を行う、図16に示す本発明実施の形態の符号列変換装置について説明する。

【 0 2 4 8 】

この図16において、入力端子171には、符号列データとして第1の符号列1が入力される。この第1の符号列1は、スペクトル復号化回路172に送られる。当該スペクトル復号化回路172では、第1の符号列1のデータを復号化してスペクトル信号を構築する。このスペクトル信号のうち、5k～10kHz帯域の信号はIMDCT回路174に送られ、0～5kHz帯域の信号はIMDCT回路175に送られる。

【 0 2 4 9 】

ここで、10k～20kHz帯域の信号成分のうち、10k～15kHz帯域の信号成分のみ必要で15kHz帯域以上の信号成分は必要無い（或いは15kHz以上の信号成分を無視してでもより高速に変換を行いたい）場合、上記10k～20kHz帯域の信号成分のうちの10k～15kHz帯域の信号成分は、

本発明にかかるIMDCT処理を行うIMDCT回路173によって高速に変換処理される。

【0250】

上記IMDCT回路173でのIMDCT処理により得られた10k～15kHz帯域の時系列信号はMDCT回路176に送られ、IMDCT回路174でのIMDCT処理により得られた5k～10kHzの時系列信号はMDCT回路177に送られ、IMDCT回路175でのIMDCT処理により得られた0～5kHz帯域の時系列信号はMDCT回路178に送られ、それぞれMDCT処理される。各MDCT回路176～178によってMDCT処理されたスペクトルデータは、適応ビット割当符号化回路179に送られる。

【0251】

適応ビット割当符号化回路179では、各MDCT回路176～178によってMDCT処理されたスペクトルデータを符号列データに変換する。この適応ビット割当符号化回路179からの符号列データは、図16の符号列変換装置の出力端子180から第2の符号列2として出力される。

【0252】

上述したように本発明が提供されるこの図16の構成例では、本発明にかかるIMDCT処理を行うIMDCT回路173を用いたことにより、図15で示した構成例と比較して、帯域分割フィルタやディレイ等の回路も省略することができる。もちろん、15k～20kHz帯域のIMDCT、MDCTは行わないので、図15では必要となっていた15k～20kHz帯域のIMDCT、MDCT処理を行うための構成も不要となる。また、一般に、第2の符号列2が、より高能率で低い転送レート（ビット／秒）の符号列である場合、その符号列のうち、低域側のより重要な信号成分に対して十分に情報量を与える必要があるため、例えば高域の信号成分をカットするようなことになるが、そのような場合に、本発明による上述した構成例を用いることは特に有効である。

【0253】

次に、前述したような一般的なMDCT及びIMDCTが適用される高能率符号化、復号化装置を用いて第2の符号列2を第1の符号列1に変換する、図17

に示す構成について説明する。

【 0 2 5 4 】

この図 1 7 において、入力端子 1 9 1 には、符号列データとして第 2 の符号列 2 が入力され、スペクトル復号化回路 1 9 2 に送られる。スペクトル復号化回路 1 9 2 は、上記第 2 の符号列のデータを復号化してスペクトル信号を構築する。このスペクトル信号のうち、1 5 k ~ 2 0 k 帯域の信号は IMDC T 回路 1 9 3 に送られ、1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域の信号は IMDC T 回路 1 9 4 に送られ、5 k ~ 1 0 k H z 帯域の信号は IMDC T 回路 1 9 5 に送られ、0 ~ 5 k H z 帯域の信号は IMDC T 回路 1 9 6 に送られる。

【 0 2 5 5 】

各 IMDC T 回路 1 9 3 ~ 1 9 5 では、それぞれ供給されたスペクトル信号を IMDC T 処理して時系列信号に変換する。上記 IMDC T 回路 1 9 3 の IMDC T 処理で得られた 1 5 k ~ 2 0 k H z の帯域の時系列信号と、IMDC T 回路 1 9 4 の IMDC T 処理で得られた 1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域の時系列信号は、帯域合成フィルタ回路 1 9 7 に送られ、当該帯域合成フィルタ回路 1 9 7 により 1 0 k ~ 2 0 k H z 帯域の信号に合成される。

【 0 2 5 6 】

また、IMDC T 回路 1 9 5 の IMDC T 処理で得られた 5 k ~ 1 0 k H z 帯域の時系列信号と、IMDC T 回路 1 9 6 の IMDC T 処理で得られた 0 ~ 5 k H z 帯域の時系列信号は、帯域合成フィルタ 1 9 7 の遅延量に相当する遅延をそれぞれ行うディレイ回路 1 9 8、1 9 9 を通り遅延される。

【 0 2 5 7 】

こうして得られた 3 つの帯域の時系列信号のうち、1 0 ~ 2 0 k H z 帯域の時系列信号は MDCT 回路 2 0 0 に送られ、5 k ~ 1 0 k H z 帯域の時系列信号は MDCT 回路 2 0 1 に送られ、0 ~ 5 k H z 帯域の時系列信号は MDCT 回路 2 0 2 に送られ、それぞれ MDCT 処理される。各 MDCT 回路 2 0 0 ~ 2 0 2 によって MDCT 処理されたスペクトルデータは、適応ビット割当符号化回路 2 0 3 に送られる。

【 0 2 5 8 】

適応ビット割当符号化回路 2 0 3 では、各 MDCT 回路 2 0 1 ~ 2 0 3 によって MDCT 処理されたスペクトルデータを符号列データに変換する。この適応ビット割当符号化回路 2 0 3 からの符号列データは、図 1 7 の符号列変換装置の出力端子 2 0 4 から第 1 の符号列 1 として出力される。

【 0 2 5 9 】

次に、上記のような第 2 の符号列 2 から第 1 の符号列 1 への変換を行う際に、本発明による MDCT、IMDCT を適用した符号列変換を行う、図 1 8 に示す本発明実施の形態の符号列変換装置について説明する。

【 0 2 6 0 】

この図 1 8 において、入力端子 2 1 1 には、符号列データとして第 2 の符号列 2 が入力される。この第 2 の符号列 2 は、スペクトル復号化回路 2 1 2 に送られる。当該スペクトル復号化回路 2 1 2 では、第 2 の符号列 2 のデータを復号化してスペクトル信号を構築する。このスペクトル信号のうち、5 k ~ 1 0 k H z 帯域の信号は IMDCT 回路 2 1 4 に送られ、0 ~ 5 k H z 帯域の信号は IMDCT 回路 2 1 5 に送られる。

【 0 2 6 1 】

ここで、1 0 k ~ 2 0 k H z 帯域の信号成分のうち、1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域の信号成分のみ必要で 1 5 k H z 帯域以上の信号成分は必要無い（或いは 1 5 k H z 以上の信号成分を無視してでもより高速に変換を行いたい）場合、上記 1 0 k ~ 2 0 k H z 帯域の信号成分のうちの 1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域の信号成分は、IMDCT 回路 2 1 3 に送られる。

【 0 2 6 2 】

上記 IMDCT 回路 2 1 3 での IMDCT 処理により得られた 1 0 k ~ 1 5 k H z 帯域の時系列信号は本発明にかかる MDCT 処理を行う MDCT 回路 2 1 6 に送られ、IMDCT 回路 2 1 4 での IMDCT 処理により得られた 5 k ~ 1 0 k H z の時系列信号は MDCT 回路 2 1 7 に送られ、IMDCT 回路 2 1 5 での IMDCT 処理により得られた 0 ~ 5 k H z 帯域の時系列信号は MDCT 回路 2 1 8 に送られ、それぞれ MDCT 処理される。各 MDCT 回路 2 1 6 ~ 2 1 8 に

よってMDC T処理されたスペクトルデータは、適応ビット割当符号化回路2 1 9に送られる。

【0 2 6 3】

適応ビット割当符号化回路2 1 9では、各MDC T回路2 1 6～2 1 8によってMDC T処理されたスペクトルデータを符号列データに変換する。この適応ビット割当符号化回路2 1 9からの符号列データは、図1 8の符号列変換装置の出力端子2 2 0から第1の符号列1として出力される。

【0 2 6 4】

上述したように本発明が提供されるこの図1 8の構成例では、本発明にかかるMDC T処理を行うMDC T回路2 1 6を用いたことにより、図1 7で示した構成例と比較して、帯域合成フィルタやディレイ等の回路も省略することができる。もちろん、1 5 k～2 0 k H z帯域のIMDC T、MDC Tは行わないので、図1 7では必要となっていた1 5 k～2 0 k H z帯域のIMDC T、MDC T処理を行うための構成も不要となる。また、一般に、第2の符号列2が、より高能率で低い転送レート（ビット／秒）の符号列である場合、その符号列のうち、低域側のより重要な信号成分に対して十分に情報量を与える必要があるため、例えば高域の信号成分をカットするようなことになるが、そのような場合に、本発明による上述した構成例を用いることは特に有効である。

【0 2 6 5】

【発明の効果】

以上の説明からも明らかなように、本発明によれば、時系列信号とスペクトル信号の変換に改良離散コサイン変換を用いる場合、必要な帯域に応じて高速フーリエ変換のサイズを通常より小さくすること、また、改良離散コサイン変換を用いた異なる2つの符号化方式で符号化された符号列の変換において、必要な帯域に応じて改良離散コサイン変換の計算量を通常（帯域が制限された場合のMDC T及びその逆変換としてのIMDC Tの演算を制限しない場合）より小さくすることによって、乗算回数、加算回数等の演算量を削減し、ワークエリアを少なく、且つ、演算のより高速化を実現している。

【 0 2 6 6 】

すなわち、本発明によれば、両隣のブロックとそれぞれ50%ずつオーバーラップさせて切り出したN個の時系列サンプルデータに対して、改良DCT (MDCT) の順変換を計算したN/2個のスペクトルデータを得るような場合に、変換後のスペクトルの個数がN/($2^{(m+1)}$)個で良いときには、長さN/($2^{(m+2)}$)のFFTを用いて効率よくMDCTの順変換を計算することができ、これにより符号化装置の能力や符号の品質に応じて計算量をさらに軽減させることが可能となり、結果としてオーディオ信号等の簡易な高能率符号化装置や符号列変換装置を構成することができる。

【 0 2 6 7 】

また、本発明によれば、N/2個の独立なスペクトルに対して改良DCT (MDCT) の逆変換を掲載し、N個の時系列サンプルデータを得るような場合に、変換前のスペクトルの個数がN/($2^{(m+1)}$)個で良い場合には、長さN/($2^{(m+2)}$)のFFTを用いて効率良くMDCTの逆変換を計算することができ、これにより復号化装置の能力や信号の品質に応じて計算量をさらに軽減させることが可能となり、結果としてオーディオ信号の簡易な復号化装置や符号列変換装置を構成することができる。

【 0 2 6 8 】

また、本発明によれば、時系列信号をMDCTの順変換装置を用いてスペクトル信号に変換して符号化を行い、さらに復号化を行った後、同じくMDCTの逆変換装置を用いてスペクトル信号を時系列信号に変換するような符号化方式をとる異なる2つの符号化方式においてそれら符号列の変換を行う場合に、一旦改良DCTの逆変換装置を用いて時系列信号に戻した後、改良DCTの順変換装置を用いてスペクトル信号に変換を行う際に、変換後の帯域が狭くとも良い場合にMDCTの逆変換装置におけるFFTの大きさを通常より小さくすることで、高速に変換を行うことができる。

【 0 2 6 9 】

また、本発明によれば、時系列信号を帯域分割フィルタを用いて分割した後、分割した帯域毎にそれぞれの信号をMDCTの順変換装置を用いてスペクトル信

号に変換して符号化を行い、さらに復号化を行った後、それぞれの帯域毎にMDC Tの逆変換装置を用いてスペクトル信号を時系列信号に変換した後、帯域合成フィルタを用いて時系列信号を得るような符号化方式をとる異なる2つの符号化方式においてその符号列の変換を行う際に、分割後の特定の帯域が狭くとも良い場合に、その帯域に関してはMDC Tの逆変換装置におけるFFTの大きさを通常より小さくすることで、高速に変換を行うことができる。

【0270】

また、本発明によれば、時系列信号をMDC Tの順変換装置を用いてスペクトル信号に変換して符号化を行い、さらに復号化を行った後、同じくMDC Tの逆変換装置を用いてスペクトル信号を時系列信号に変換するような符号化方式をとる異なる2つの符号化方式においてその符号列変換を行う場合に、一旦MDC Tの逆変換装置を用いて時系列信号に戻した後、MDC Tの順変換装置を用いてスペクトル信号に変換を行う際に、変換前の帯域が狭くとも良い場合にMDC Tの順変換装置におけるFFTの大きさを通常より小さくすることで、高速に変換を行うことができる。

【0271】

また、本発明によれば、時系列信号を帯域分割フィルタを用いて分割した後、分割した帯域毎にそれぞれの信号をMDC Tの順変換装置を用いてスペクトル信号に変換し、符号化を行い、復号化を行った後、それぞれの帯域毎にMDC Tの逆変換装置を用いてスペクトル信号の時系列信号に変換したのち、帯域合成フィルタを用いて時系列信号を得るような符号化方式をとる異なる2つの符号化方式において、その符号列変換を行う際に、分割前の特定の帯域が狭くとも良い場合にその帯域に関してはMDC Tの順変換装置におけるFFTの大きさを通常より小さくして高速に変換を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明に係る装置の入出力信号で用いられる時系列サンプルの位置の例を示す図である。

【図 2】

本発明に係る M D C T の信号変換方法の基本的な実施の形態の各工程を概略的に示すフローチャートである。

【図 3】

本実施の形態の M D C T の信号変換方法を具体的に実現するための構成を示す機能ブロック図である。

【図 4】

本発明に係る I M D C T の信号変換方法の基本的な実施の形態の各工程を概略的に示すフローチャートである。

【図 5】

本実施の形態の I M D C T の信号変換方法を具体的に実現するための構成を示す機能ブロック図である。

【図 6】

帯域分割フィルタを用いた高能率符号化装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 7】

図 6 の例で生成される符号列を符号列帯域合成フィルタを用いることによって復号する復号化装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 8】

図 7 の例における装置が、下位側の帯域にみを復号することによってスケラビリティを有することを示すブロック図である。

【図 9】

本発明に係る I M D C T の信号変換方法を適用することで、復号時のスケラビリティを有し、より高速且つ簡便な回路構成を実現するための高能率符号化装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 0】

図 9 の例で生成される符号列に対し、本発明の I M D C T の信号変換方法を適用することで、図 8 の例と同様のスケラビリティを有し、より高速且つ簡便な回路構成を実現できる高能率復号化装置の回路構成の一例を示すブロック図であ

る。

【図 1 1】

時系列サンプルデータを第 1 の符号列に変換する高能率符号化装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 2】

第 1 の符号列を時系列サンプルデータに変換する高能率復号化装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 3】

時系列サンプルデータを第 2 の符号列に変換する高能率符号化装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 4】

第 2 の符号列を時系列サンプルデータに変換する高能率復号化装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 5】

第 1 の符号列を第 2 の符号列に変換する符号列変換装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 6】

第 1 の符号列を第 2 の符号列に変換する場合に、本発明に係る IMDCT の信号変換方法を適用した符号列変換装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 7】

第 2 の符号列を第 1 の符号列に変換する符号列変換装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 8】

第 2 の符号列を第 1 の符号列に変換する場合に、本発明に係る MDCT の信号変換方法を適用した符号列変換装置の回路構成の一例を示すブロック図である。

【図 1 9】

MDCT 及びその逆変換である IMDCT の処理手順を概略的に説明するための図である。

【図 2 0】

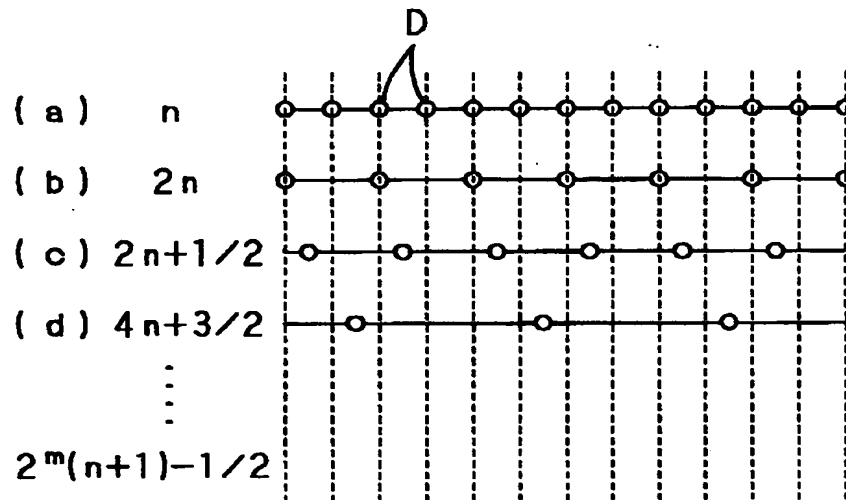
入力信号と出力信号の例を示した図である。

【符号の説明】

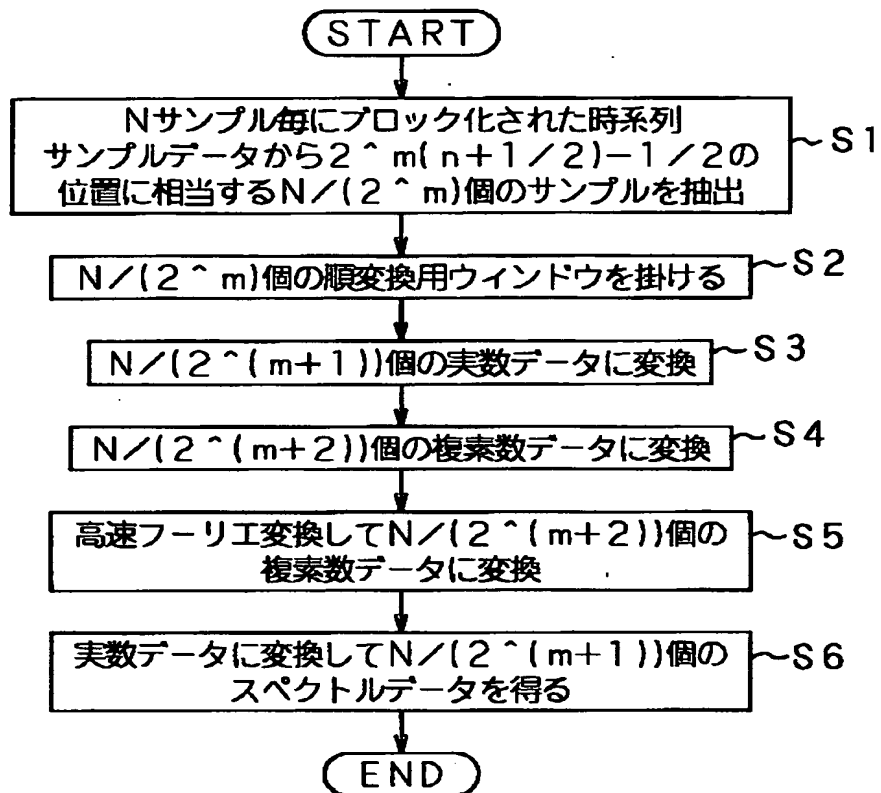
2 0 M D C T 計 算 回 路、 4 0 I M D C T 計 算 回 路、 9 2, 2 1 6 M
D C T 回 路、 9 7, 1 7 3 I M D C T 回 路

【書類名】 図面

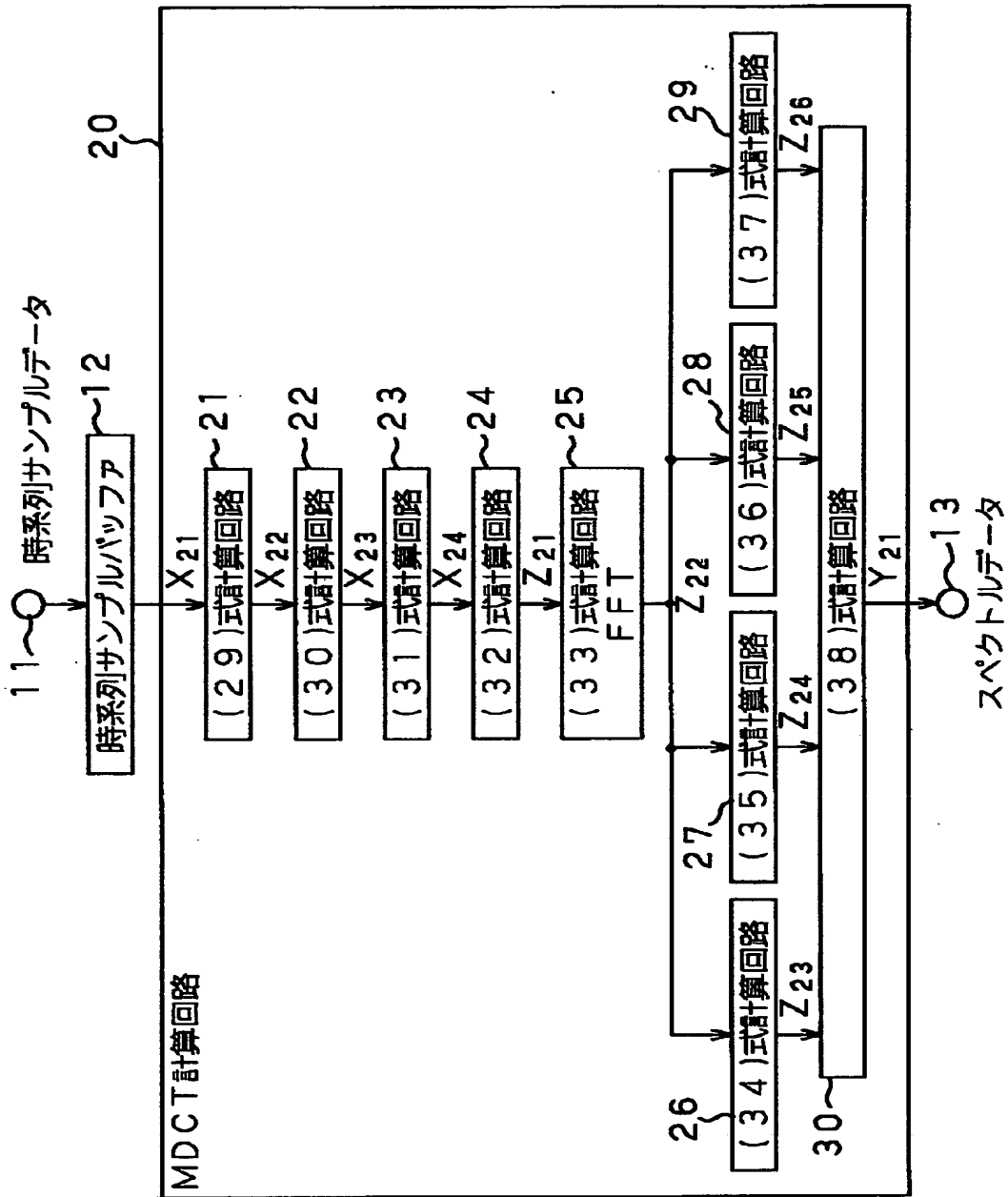
【図 1】



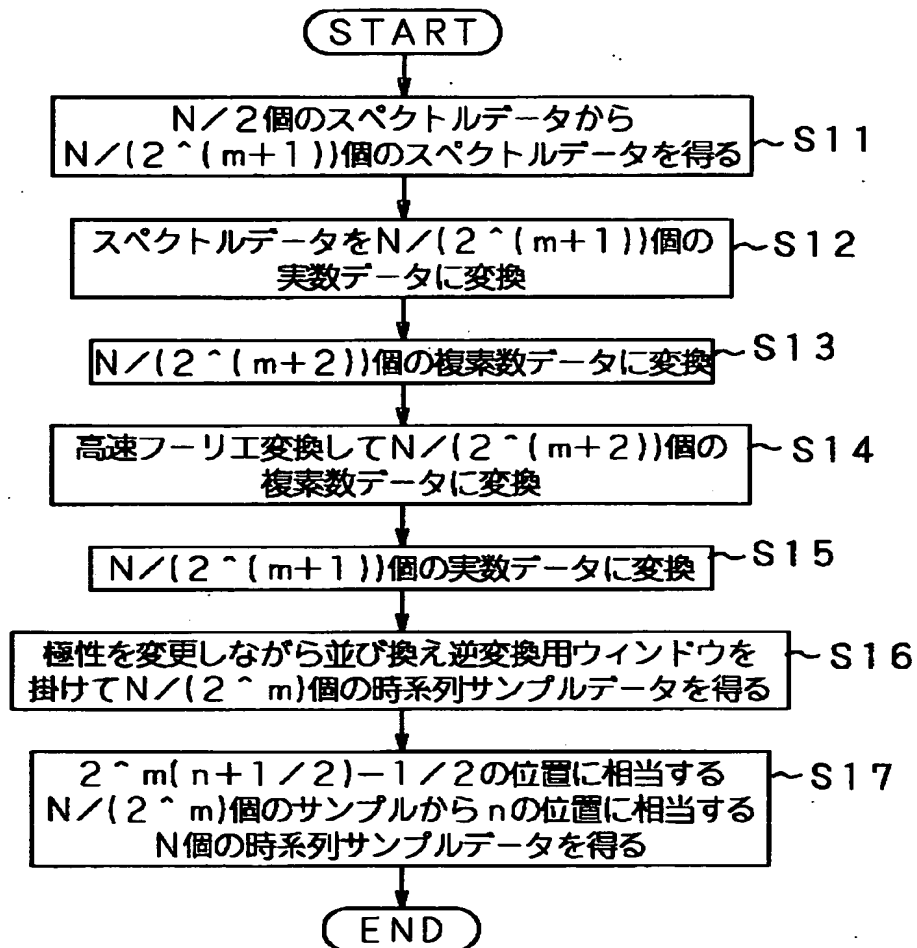
【図2】



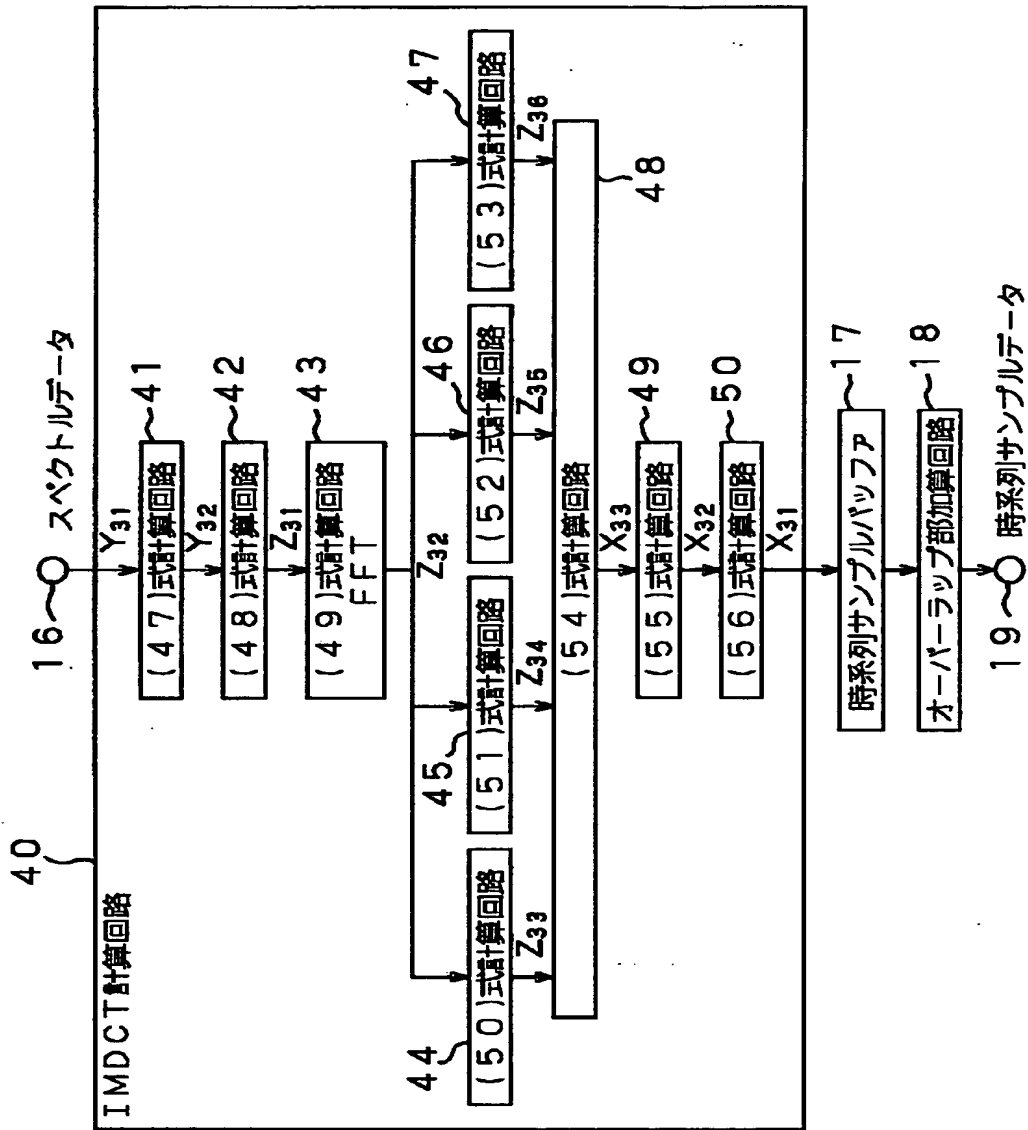
【図 3】



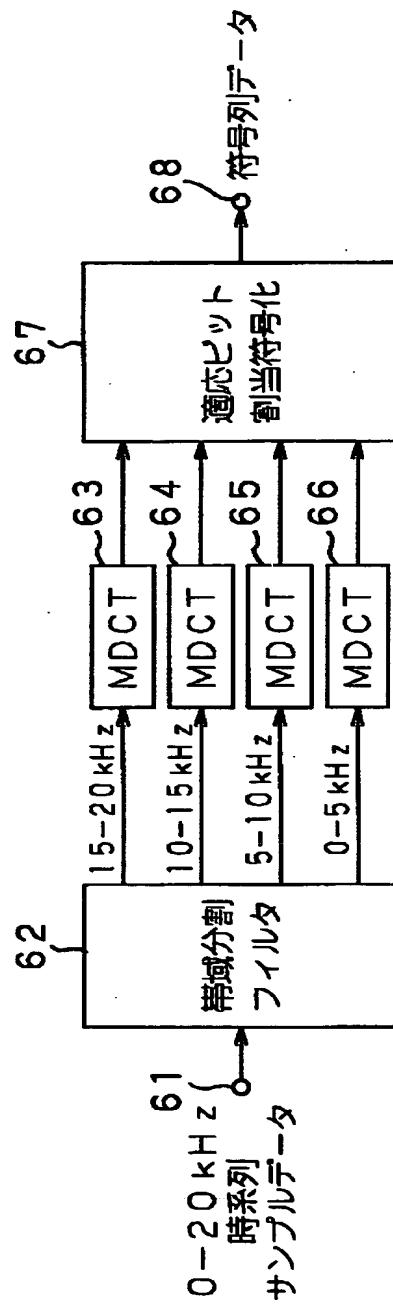
【図 4】



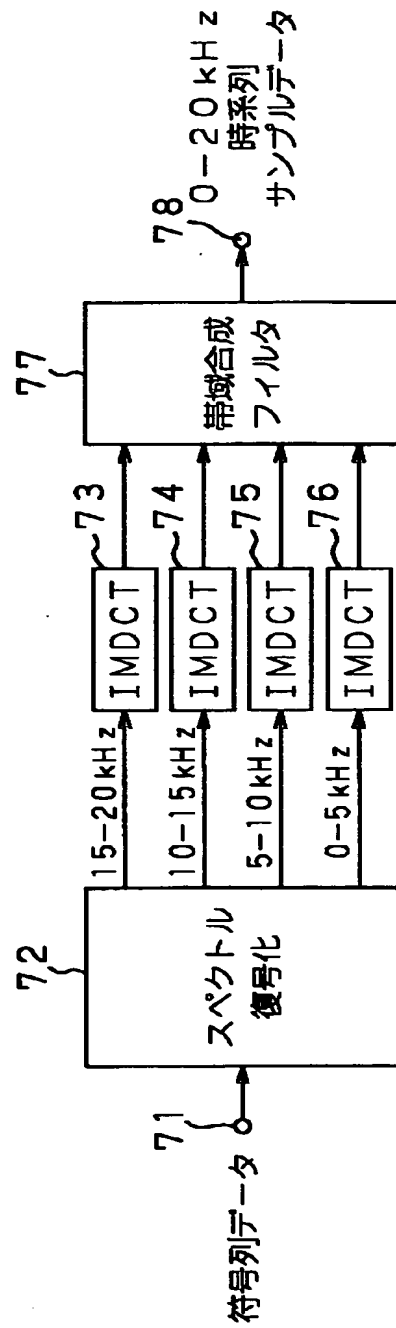
【図 5】



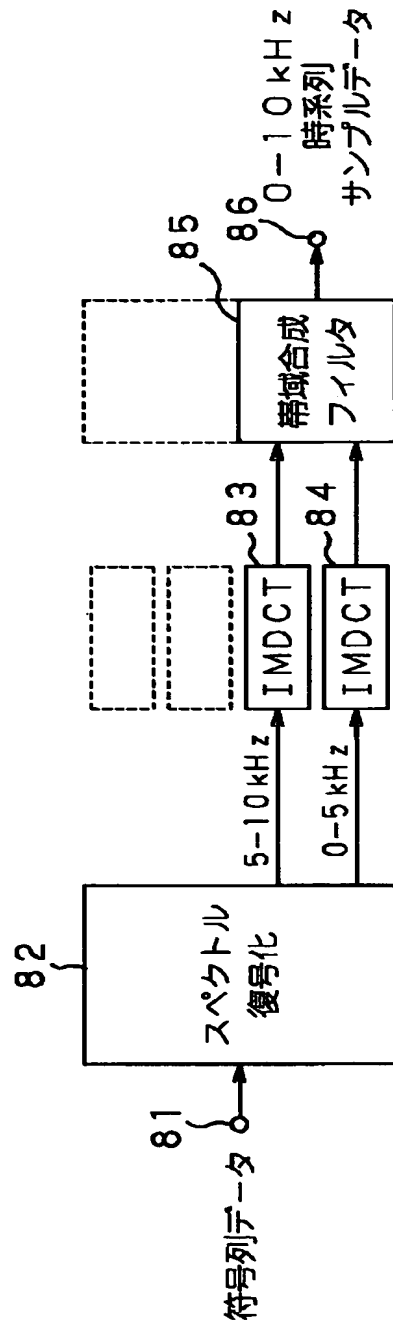
【図 6】



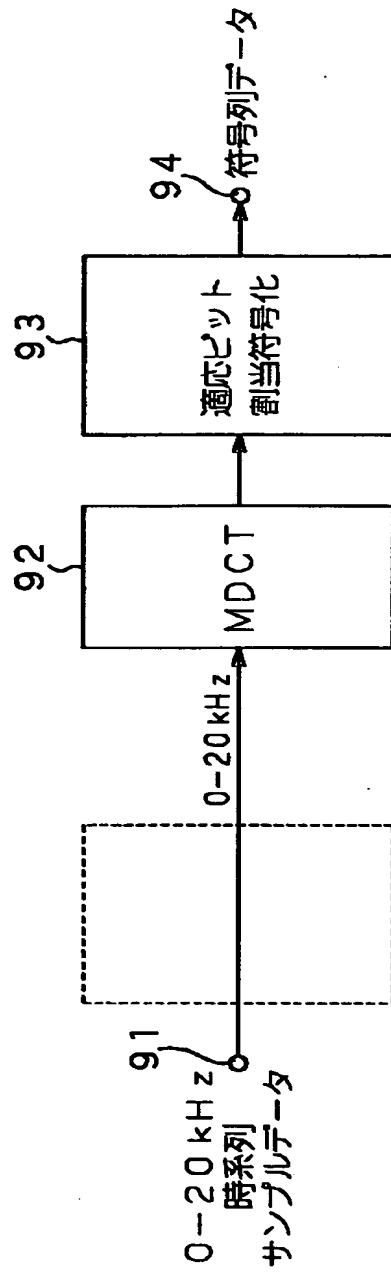
【図 7】



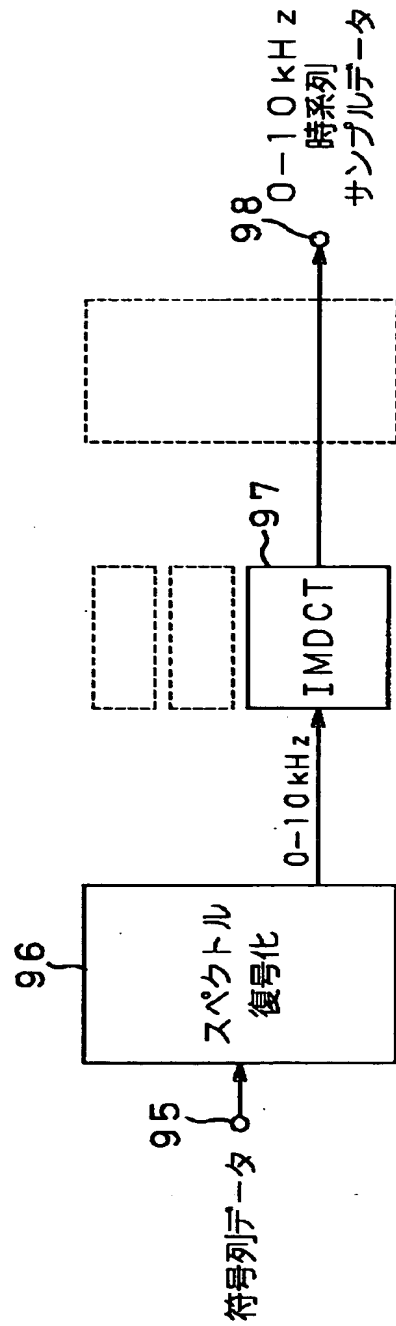
【図 8】



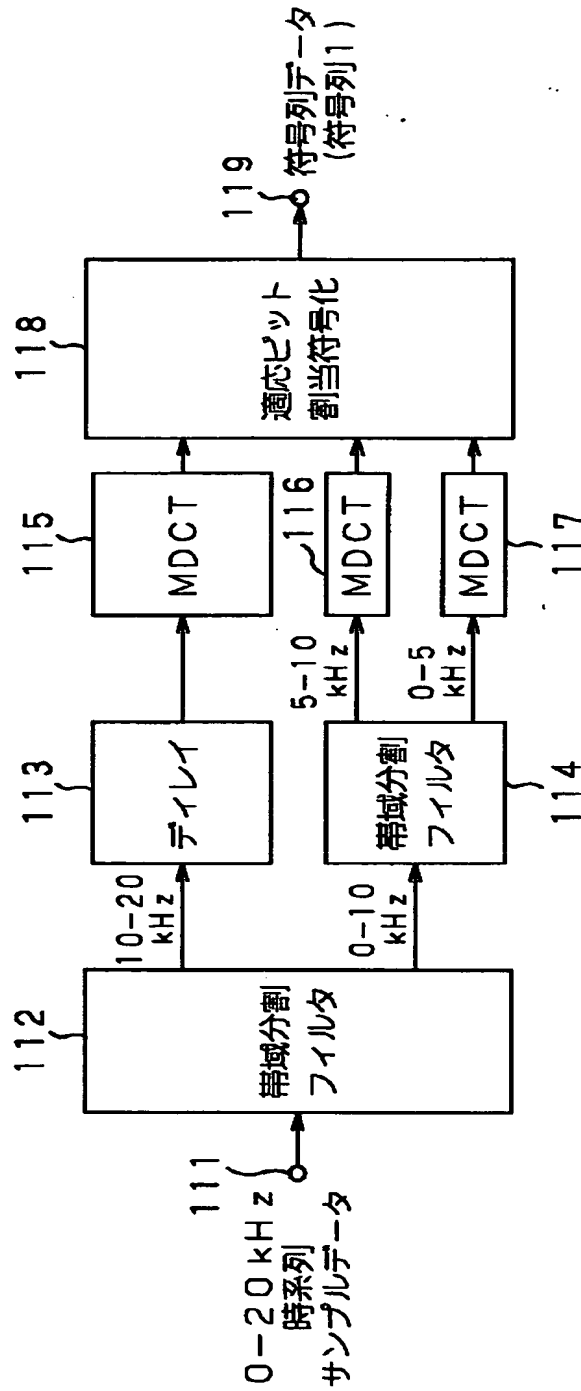
【図9】



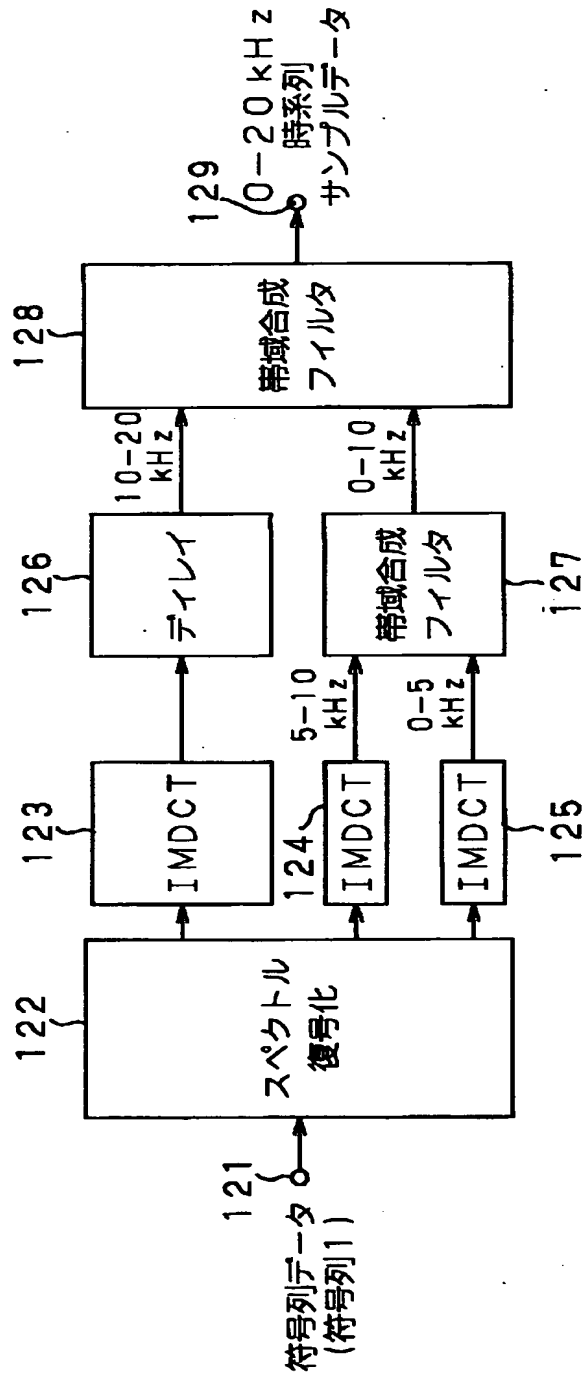
【図 1 0】



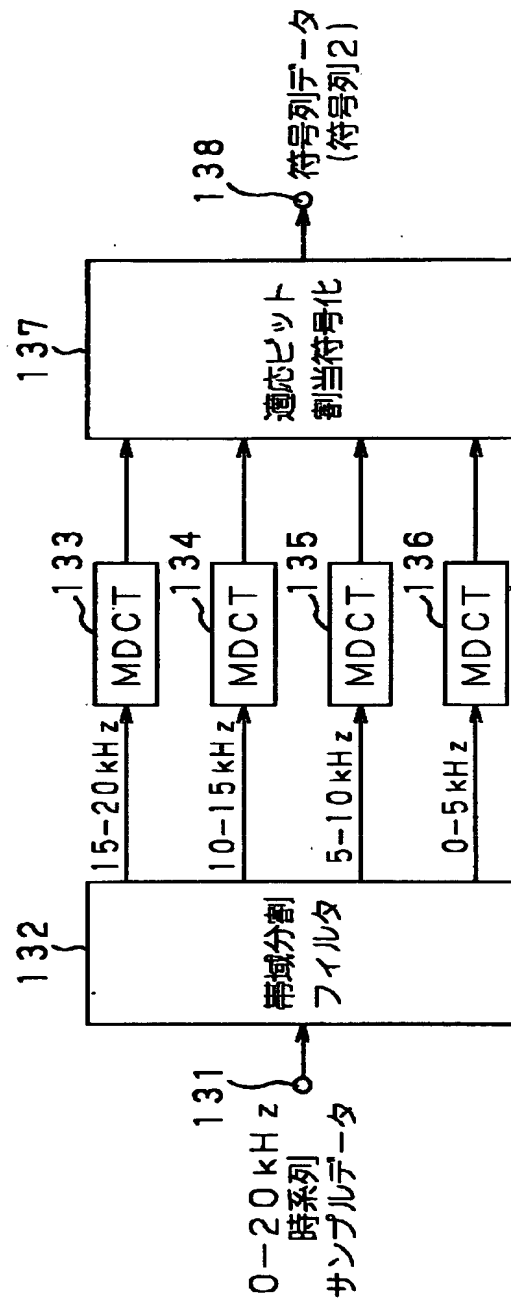
【図 11】



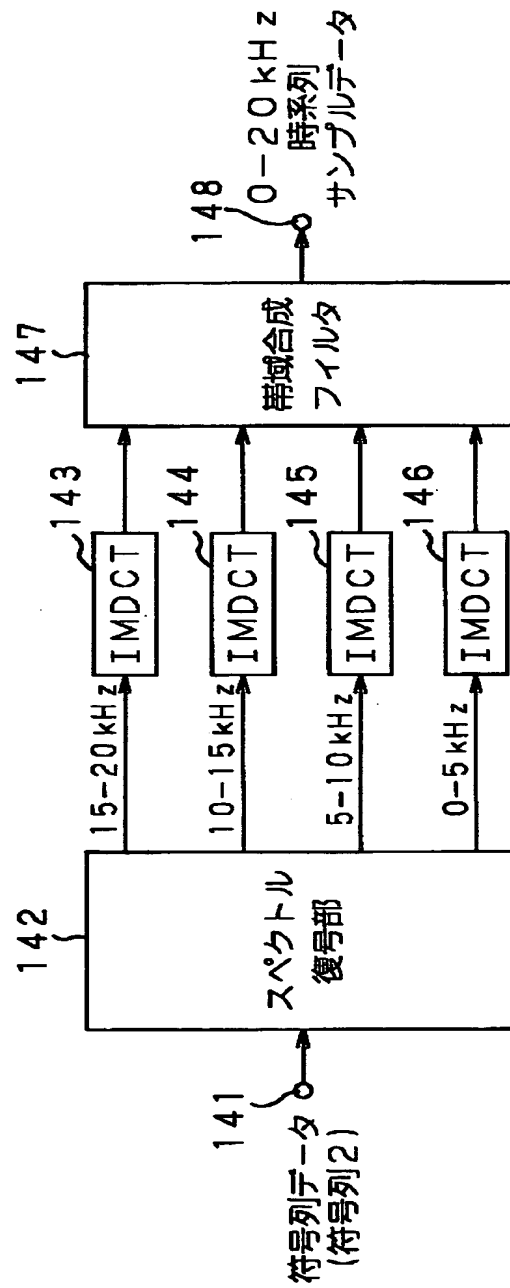
【図 12】



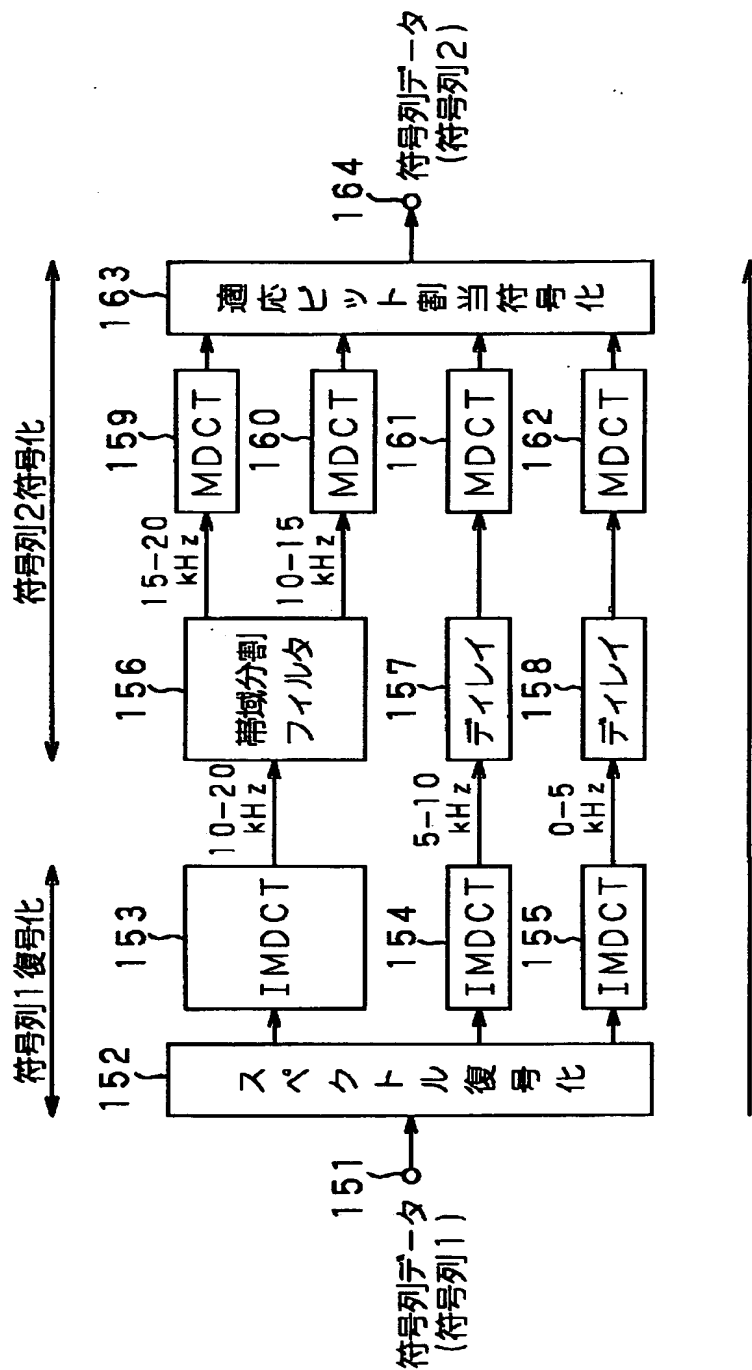
【図 1 3】



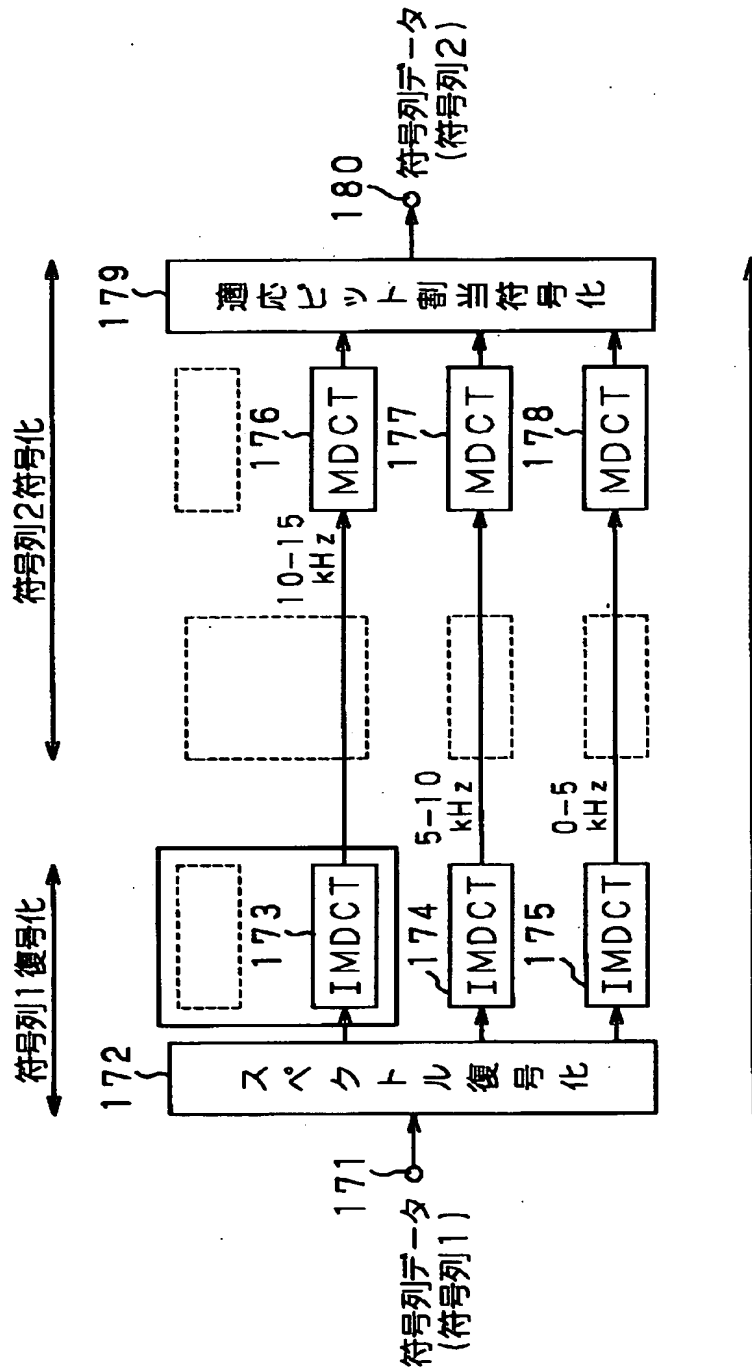
【図14】



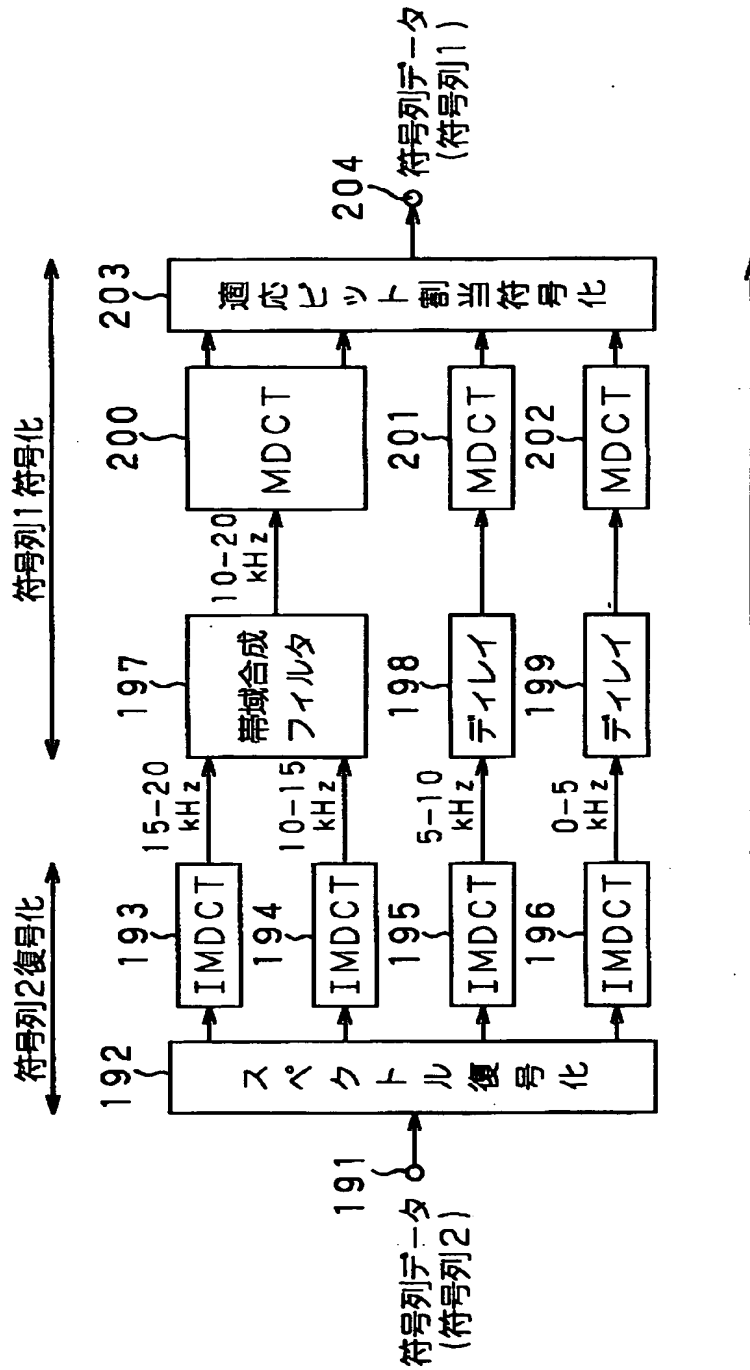
【図 15】



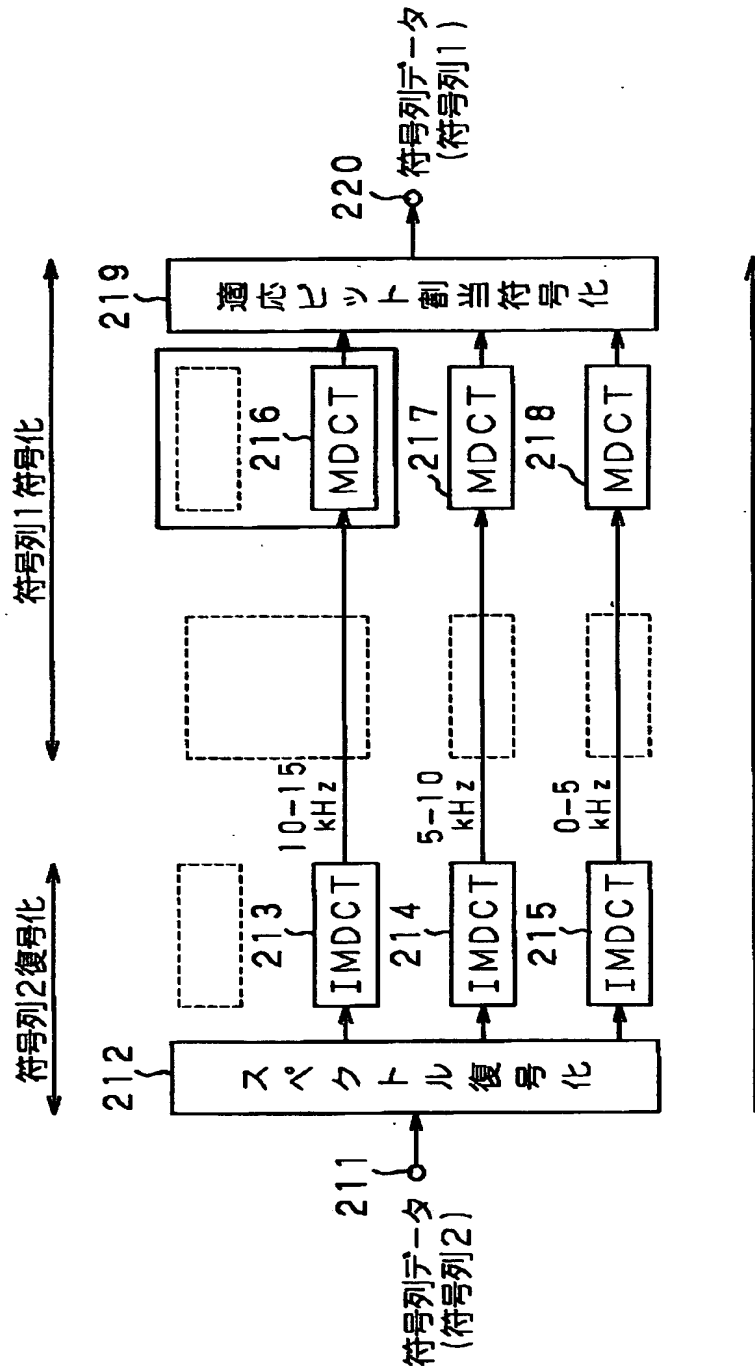
【図 1 6】



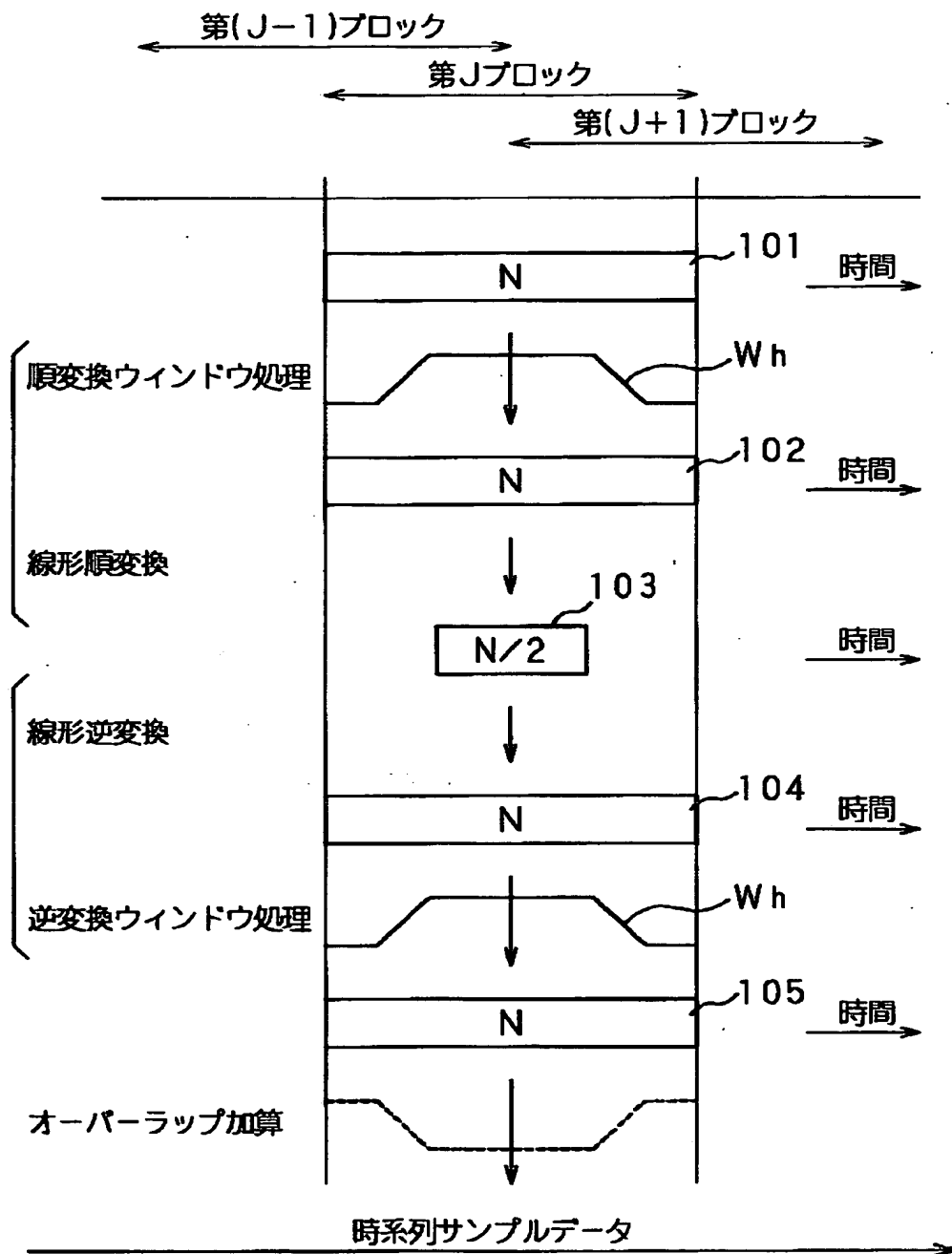
【図17】



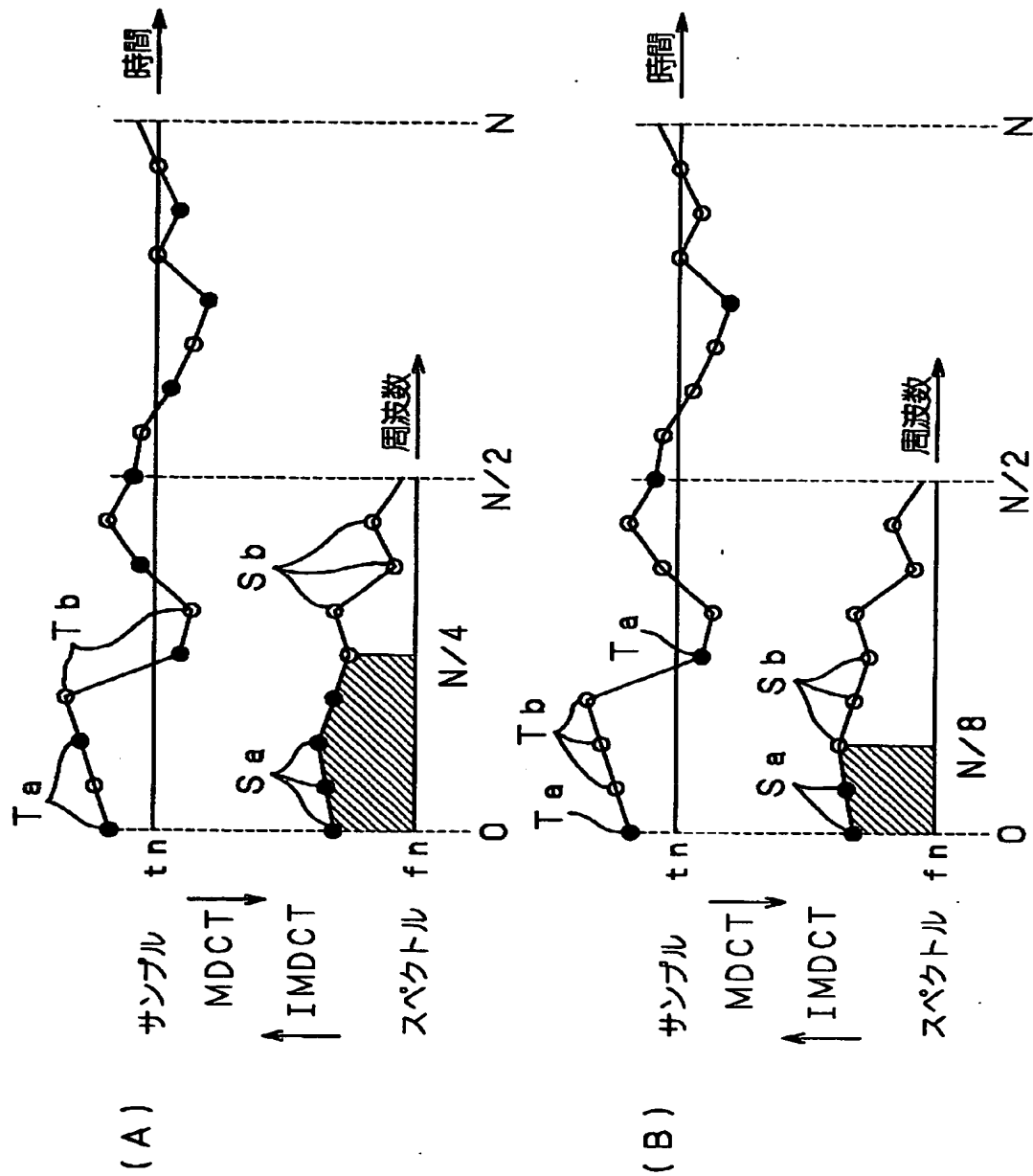
【図18】



【図 19】



【図 20】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 各種デジタル信号にMDCT、IMDCT、異なる符号化方式の符号列変換などを行う場合において、乗算回数、加算回数等の演算量を削減し、ワークエリアを少なく、且つ、演算のより高速化を実現する。

【解決手段】 0～20kHzの時系列信号がMDCTによりスペクトル信号に変換されて符号化された第1の符号列1をスペクトル復号化回路172にて復号化し、得られたスペクトル信号をIMDCT回路173～175にて時系列信号に変換し、さらにMDCT回路176～178にてスペクトル信号に変換した後、適応ビット割当符号化回路179で符号化して第2の符号列2に変換する場合において、第2の符号列2の信号帯域が0～15kHz帯域で良いとき、スペクトル復号化回路172は0～15kHzの高域の信号帯域のみ取り出し、IMDCT回路173ではIMDCT処理時にタップ長の短いFFTにより計算を行う。

【選択図】 図18

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-095310
受付番号	50005024553
書類名	特許願
担当官	塩崎 博子 1606
作成日	平成12年 4月 5日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成12年 3月29日
-------	-------------

【書類名】 手続補正書
【提出日】 平成13年 2月21日
【あて先】 特許庁長官 殿
【事件の表示】
【出願番号】 特願2000- 95310
【補正をする者】
【識別番号】 000002185
【氏名又は名称】 ソニー株式会社
【代理人】
【識別番号】 100067736
【弁理士】
【氏名又は名称】 小池 晃
【手続補正 1】
【補正対象書類名】 特許願
【補正対象項目名】 提出日
【補正方法】 変更
【補正の内容】
【提出日】 平成12年 3月29日
【ブルーフの要否】 要

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-095310
受付番号	50100243878
書類名	手続補正書
担当官	末武 実 1912
作成日	平成13年 2月27日

<認定情報・付加情報>

【補正をする者】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川6丁目7番35号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社

【代理人】

申請人	
【識別番号】	100067736
【住所又は居所】	東京都港区虎ノ門2-6-4 第11森ビル 小池国際特許事務所
【氏名又は名称】	小池 晃

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000002185]

1. 変更年月日	1990年 8月30日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都品川区北品川6丁目7番35号
氏 名	ソニー株式会社